re

# radioelektronik

8 '87

miesięcznik elektroników radioamatorów i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802




# Radioelektronik

**SIERPIEŃ 1987 ● ROCZNIK XXXVIII (99)**

*Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH*

**8'87**





**Adres: Redakcja „Radioelektronik"**
**ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa. Tel. 25-29-85**





**SIGMA** WYDAWNICTWO CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH
*Przedsiębiorstwo Naczelnej Organizacji Technicznej*

**Prenumerata:** kwartalna 195 zł, półroczna 390 zł, roczna 780 zł. Informacji o warunkach prenumeraty udzielają miejscowe oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe



Druk: Zakłady Graficzne DOM SŁOWA POLSKIEGO w Warszawie. Zam. 1836/CD. Skład techniką fotograficzną. Nakład 230 000 egz. Ark. druk. 4,5. Cena zł 65. Numer zamknięto 29.06.1987 r. K-97.

**Walny Zjazd Delegatów SEP.** W dniach 25—27.09. br odbędzie się w Gdańsku Walny Zjazd Delegatów Stowarzyszenia Elektryków Polskich pod hasłem „Elektryka nośnikiem postępu". O przebiegu Zjazdu poinformujemy Czytelników w jednym z następnych numerów.

**Nowa drukarka laserowa.** W końcu ub.r. brytyjska firma komputerowa ICL ogłosiła rozpoczęcie produkcji nowej drukarki laserowej o rewelacyjnej rozdzielczości 300 punktów na cal. Odpowiada to rozdzielczości 12 linii na milimetr. Ten wyjątkowej ostrości druk powstaje metodą elektrofotograficzną. Do drukarki można załadować jednocześnie 250 arkuszy papieru formatu A4. Ma ona do wyboru cztery rodzaje kroju czcionek oraz możliwość druku przy poziomym bądź pionowym ułożeniu arkusza. Nowa drukarka jest w swej pracy cichsza od poprzednio produkowanych, pobiera tylko 850 W i jest wyjątkowo mała. Jej wymiary: 530 × × 589 × 369 mm.

**Klawiatura reagująca na mowę operatora.** Klawiatura typu 5152V firmy Key-Tronic (USA), wyposażona w niskoszumny mikrofon, umożliwia wydawanie słownych rozkazów komputerowi IBM PC XT. Słownik rozkazów, składający się z 160 komend, można dostosować do indywidualnych zastosowań. Rozpoznawanie słownych rozkazów jest realizowane przez układ elektroniczny klawiatury i nie wymaga żadnych modyfikacji programowych. Komendy słowne są przesyłane do komputera w taki sam sposób, jak inne sygnały z klawiatury.

**Buty narciarskie z komputera.** Cztery firmy zajmujące się produkcją obuwia sportowego zwróciły się z propozycją współpracy do specjalistów Instytutu Mechaniki Uniwersytetu w Leobene (w Austrii), aby opracować wygodne i zapewniające bezpieczeństwo buty narciarskie. Postanowiono skorzystać z techniki komputerowej. Najpierw sfotografowano dokładnie ponad 5 tys. nóg potencjalnych narciarzy, w tym dzieci, z różnych krajów. Wykorzystano przy tym tzw. tomografię komputerową, czyli warstwowe fotografowanie za pomocą promieni rentgenowskich. Dokładnie przeanalizowano budowę nóg i dysponując 200 tys. informacji przygotowano na odpowiednie wielkości stóp — idealne, jak twierdzą konstruktorzy, buty. Jeszcze w tym roku nowe buty mają pojawić się na rynku. Czy będą rzeczywiście wygodne, o tym, już bez pomocy komputera, powiedzą ich użytkownicy.

**Czarna płyta do muzeum?** W ubiegłym roku wyprodukowano na świecie 210 milionów płyt kompaktowych. Tegoroczna produkcja będzie ponad dwukrotnie większa: 480 mln płyt CD. Firmy europejskie planują wyprodukowanie 210 mln płyt, japońskie 110 mln, zaś amerykańskie 160 mln. Mimo wszystko nikt nie przypuszczał, że ta zapewniająca niemal idealne odtwarzanie muzyki płyta, ale wymagająca nowoczesnych technologii produkcji, będzie się rozpowszechniać tak szybko, tym bardziej, że do korzystania z niej niezbędne jest laserowe urządzenie odtwarzające. Miłośnicy wysokiej jakości nagrań muzycznych nie zważają jednak na dodatkowe koszty, kupują zarówno płyty kompaktowe, jak i laserofony. Tradycyjny gramofon z igłą i czarne krążki zaczynają ustępować miejsca nowemu sprzętowi.

**Procesor muzyczny dla osób muzykujących.** Coraz więcej firm oferuje procesory muzyczne, które stanowiąc uzupełnienie zestawu hi-fi, umożliwiają osobom muzykującym tworzenie interesujących dźwiękowo zapisów audycji własnych. Procesor muzyczny firmy AKAI typu MM99 (fot. niżej) otwiera następujące możliwości operowania dźwiękiem: uzupełnianie pogłosu o czasie trwania do 100 ms, generowanie echa o odstępie czasu do 1,5 s, zmianę wysokości dźwięku w zakresie ±6 półtonów, uzyskanie audycji pseudokwadrofonicznej przy użyciu dwóch dodatkowych wzmacniaczy m.cz. z zestawami głośnikowymi. Urządzenie ma 3 wejścia mikrofonowe (dwa kanałowe i trzecie do mikrofonu „środkowego", sygnał którego może być dowolnie mieszany). Sygnał z dodatkowym pogłosem lub echem może być mieszany z sygnałem podstawowym źródła w dowolnym stopniu. Wejścia magnetofonowe umożliwiają uzupełnienie nagrania nowymi treściami dźwiękowymi i zapisanie otrzymanych sygnałów na innym magnetofonie. Urządzenie jest wykonane z wykorzystaniem układów cyfrowych. Pasmo przenoszenia wynosi 20 ÷ 16 000 Hz, a zniekształcenia nieliniowe są rzędu 0,1% przy częstotliwości 400 Hz. Urządzenie nie jest sprzętem profesjonalnym, lecz jest pomyślane jako sprzęt powszechnego użytku, przede wszystkim dla osób zajmujących się nagraniami we własnym zakresie.

**ICL — Integracja komputerów z sieciami telefonicznymi.** Brytyjska International Computers Limited, największa w Europie firma w dziedzinie informatyki i telekomunikacji, konsekwentnie lansuje jedyną możliwą drogę do tworzenia przyszłościowych systemów informatycznych, jaką jest integracja komputerów z sieciami telefonicznymi. Tu warto przypomnieć, że kontakty tej firmy z naszym krajem datują się od przeszło dwudziestu lat, zaś do dnia dzisiejszego ICL jest najpoważniejszym dla nas zachodnim dostawcą komputerowego sprzętu profesjonalnego. Współpraca z tą firmą legła też u podstaw produkcji przez Zakłady Elektroniczne „Elwro" we Wrocławiu, cieszących się dużym uznaniem we wszystkich krajach RWPG komputerów serii „Odra". ICL produkuje wyłącznie sprzęt profesjonalny: systemy komputerowe i oprogramowanie dla różnorodnych biur, zakładów przemysłowych i ośrodków handlowych, a także dowolnie duże sieci komputerowe dla fabryk, uczelni, czy też urzędów państwowych. Jest to sprzęt o różnej konfiguracji i możliwościach obliczeniowych, poczynając od profesjonalnych komputerów osobistych aż po najnowsze generacje wielkich systemów komputerowych „Serii-39". I tu właśnie fuzja producenta komputerów z wielkim wytwórcą systemów telekomunikacyjnych (Standard Telephones and Cables w 1984 r.) zaowocowała najbardziej efektywnym połączeniem informatyki i sieci łączności. Umożliwia ona bowiem wykorzystanie wieloletnich doświadczeń dla tworzenia przestrzennych konfiguracji maszyn o różnych możliwościach przetwarzania danych. To m.in. spowodowało, że właśnie system ICL został wykorzystany w kraju będącym potęgą w informatyce — w Stanach Zjednoczonych — do komputeryzacji całej sieci specjalistycznych sklepów dla majsterkowiczów: „Do it yourself", a także całej centralnej dzielnicy handlowej w Singapurze, sieci sklepów, dworców i lotnisk w Wielkiej Brytanii, czy też sieci sklepów w Jugosławii. Tu warto podać, że np. na jednym z lotnisk londyńskich, w pracującym przez 24 godz. na dobę sklepie wolnocłowym, system ICL obejmujący kasy i magazyny pracuje od ponad roku i ani razu nie było potrzeby włączenia dublującego systemu awaryjnego.



■ **Przenośny radiomagnetofon** japońskiej firmy Sony — MS 500 jest urządzeniem zbudowanym według nie spotykanej dotychczas w świecie koncepcji. Otóż wygląda tak samo zarówno z przodu, jak i z tyłu, mieści bowiem w sobie dwa mechanizmy do nagrywania i odtwarzania kaset. Dotychczas takie mechanizmy były umieszczane obok siebie, w nowym urządzeniu umieszczone są one jeden za drugim. Dzięki temu było możliwe znaczne zmniejszenie rozmiarów radiomagnetofonu. Urządzenia z możliwością przegrywania zapisu z jednej kasety na drugą stają się coraz bardziej popularne. Dzięki nim można przygotowywać tzw. listy dźwiękowe — tekst z podkładem muzycznym. Warto zwrócić uwagę, że to niewielkie urządzenie odtwarzające dźwięk w systemie stereofonicznym, jest wyposażone w miniaturowe głośniki, z których jeden może być odłączony w celu zapewnienia odpowiedniej jakości odbioru nagrań.

■ **Komputery w samochodach.** Prowadzone są gruntowne badania dotyczące zastosowania komputerów jako pomocnika kierowcy samochodu. Dotychczasowe wyniki wykazały, że nie widać, nawet w bardziej odległej przyszłości, alternatywy aby komputer zastąpił całkowicie kierowcę. Ocenia się, że w zakresie przygotowania i opracowania informacji komputer przejmie mniej więcej 75% funkcji kierowcy, w zakresie wnioskowania — 30% i w zakresie aktywnego kierowania — tylko 20% funkcji, takich jak: awaryjne hamowanie, reagowanie na zaśnięcie kierowcy, eliminowanie czynności kierowcy grożących awarią itp. Tak więc człowiek jako kierowca pozostanie nadal jednostką decydującą, a komputery i urządzenia automatyki ułatwią tylko prowadzenie samochodu i zwiększą bezpieczeństwo jazdy.

■ **Obraz z telefonu.** W RFN pojawiło się na rynku urządzenie firmy AHO, umożliwiające przekazywanie obrazów za pośrednictwem normalnej sieci telefonicznej. Po uzyskaniu połączenia słuchawkę kładzie się na odpowiednim urządzeniu, które rejestruje obraz za pomocą kamery magnetowidowej. Obraz ten jest zapisywany w pamięci, a następnie przekazywany na odległość. Przekazanie jednego obrazu zajmuje 7 sekund. Odbiorca może oglądać tenże obraz na ekranie domowego telewizora.

■ **Kradzieże odbiorników samochodowych.** W 1986 r. w RFN zameldowano o 340 tys. wypadków kradzieży, bądź próby kradzieży odbiornika samochodowego lub odtwarzacza kaset. Nastąpił znaczny wzrost liczby kradzieży w porównaniu z rokiem poprzednim. Kradzieże stały się problemem i producenci odbiorników samochodowych podejmują środki zaradcze. Głównymi sposobami utrudniającymi kradzieże są: zastosowanie specjalnego stalowego rygla zamykanego na klucz, uniemożliwiającego wymontowanie odbiornika bez jego poważnego uszkodzenia oraz zastosowanie w odbiorniku kodu cyfrowego uniemożliwiającego uruchomienie odbiornika przez osoby postronne. Poza tym są stosowane coraz to doskonalsze sposoby ogólnego zabezpieczenia samochodu przed włamaniem. Firmy Mercedes i BMW wprowadzają w niektórych modelach samochodu centralną blokadę, uniemożliwiającą otwarcie drzwi po stłuczeniu okna.

■ **Magnetofony cyfrowe** są już w sprzedaży w Japonii. Firma Sony rozpoczęła sprzedaż na rynku japońskim magnetofonu cyfrowego (DAT) powszechnego użytku, typu DTC 1000 ES, przerywając tym samym okres oczekiwań i zakulisowych rozgrywek między producentami płyt cyfrowych (CD) a producentami sprzętu, zainteresowanymi w wytwarzaniu magnetofonów. Kiedy rozpocznie się eksport tych magnetofonów, jeszcze nie wiadomo. Magnetofon ten jest przystosowany do trzech częstotliwości kwantowania: 48 kHz (zapis własny kaset i ich odtwarzanie), 44,1 kHz (odtwarzanie kaset zapisanych profesjonalnie — gotowych), 32 kHz (zapis i odtwarzanie fonicznych audycji satelitarnych). Magnetofon nie jest przystosowany do kopiowania cyfrowego zapisu płyt cyfrowych (CD) i gotowych, nagranych profesjonalnie kaset DAT. W ten sposób są chronione w jakimś stopniu interesy producentów płyt i gotowych kaset. Parametry zapisu są w zasadzie takie same, jak w wypadku płyt cyfrowych. Wytwarzane są kasety o czasie trwania zapisu: 46, 60, 90 i 120 minut. Przewijanie z wyszukiwaniem pożądanego tytułu trwa do 40 s. Spodziewane jest pojawienie się na rynku magnetofonów cyfrowych innych firm.

■ **Niekonwencjonalny zestaw hi-fi.** Wśród wielkiej liczby zestawów hi-fi, oferowanych w krajach zachodnich, wyróżnia się oryginalnością rozwiązań zestaw firmy AKAI-M313 (fot. niżej). Zestaw zawiera tylko 3 człony:

— gramofon elektryczny z tangencjalnym ramieniem i napędem paskowym, który może być zsynchronizowany z magnetofonem kasetowym podczas przenoszenia zapisu z płyty na kasetę;

— dwukasetowy magnetofon przystosowany, poza normalnym odczytem i zapisem do kopiowania zapisów oraz do ciągłego odtwarzania muzyki z dwóch kaset;

— człon sterująco-wzmacniający, który zawiera: tuner z „pamięcią" 16 stacji nadawczych, wzmacniacz m.cz. o mocy 2 × 40 W z 5-suwakowym korektorem graficznym i wejściem mikrofonowym (mono), tablicę wskaźników i procesor dźwięku dookólnego. Zestaw powinien być uzupełniony dwoma lub czterema zestawami głośnikowymi oraz może być dodatkowo wyposażony w płytofon cyfrowy (CD). Procesor dźwięku dookólnego może być wykorzystany podwójnie: do wytworzenia sztucznie sygnału pseudokwadrofonicznego z muzycznego sygnału stereofonicznego wg systemu firmy AKAI, do odtwarzania zapisu przestrzennego systemu Dolby, towarzyszącego niektórym zapisom na wideokasetach. Na tablicy wskaźników jest widoczny kwadratowy wyświetlacz, informujący o działaniu systemu dźwięku dookólnego (natężenie sygnałów sterujących 4 zestawy głośnikowe). Do zasilania głośników tylnych służy wzmacniacz małej mocy zintegrowany z procesorem dźwięku dookólnego. Na tablicy wskaźników są wyświetlane poza tym: częstotliwość tunera, poziom sygnału m.cz., informacja o rodzaju pracy urządzenia (źródło sygnału). Zestaw hi-fi jest przewidziany do współpracy z telewizorem i magnetowidem jako tor odtwarzania dźwięku. Szerokość zestawu — 350 mm, a wysokość — około 400 mm.



# Regulatory barwy dźwięku

mgr inż. MAREK KLIMCZAK

**W artykule przeprowadzono porównanie typowych układów regulacji barwy dźwięku stosowanych we wzmacniaczach m.cz. oraz podano niekonwencjonalny układ regulacji tonów niskich i tonów wysokich, stosowany we wzmacniaczach typ B-251 firmy REVOX.**

Wzmacniacze m.cz. są wyposażane najczęściej w dwa niezależne regulatory — tonów niskich i tonów wysokich. Regulację wartości amplitudy poszczególnych częstotliwości składowych można wykonywać w różny sposób. Najprostszy jest układ przedstawiony na rys. 1. Jest to klasyczny regulator bierny, mający zawsze wzmocnienie mniejsze od jedności, czyli wprowadzający określone tłumienie. Do celów obliczeniowych układ ten można, za pomocą kilku przekształceń, sprowadzić do postaci dzielnika napięcia złożonego z dwóch impedancji. Za pomocą komputera można łatwo wykreślić charakterystyki częstotliwościowe układu dla określonych wartości elementów. Wadą tego sposobu regulacji jest mniejsza lub większa asymetria charakterystyk przy różnych położeniach potencjometrów PN i PW (od położenia środkowego w dół i w górę).

Lepszym rozwiązaniem jest układ, w którym obwód korekcyjny włączony jest w pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza o dużym współczynniku wzmocnienia. Przedstawiono to na rys. 2. Regulator taki jest zastosowany m.in. we wzmacniaczach WS-303 i WS-503*. Charakterystyki częstotliwościowe (amplitudy i fazy) tego układu przedstawiono na rys. 3. W rozwiązaniu tym charakterystyki (zarówno amplitudy, jak i fazy) są symetryczne względem poziomu 0 dB, tzn. na przykład krzywa odpowiadająca położeniu potencjometru PN wynoszącego 10% kąta obrotu jest lustrzanym odbiciem krzywej odpowiadającej położeniu 90%. Rozwiązanie to, chociaż ogólnie biorąc lepsze, ma wadę, polegającą na nieliniowości regulacji, zwłaszcza w zakresie położeń potencjometrów PN i PW od 0% do 15% i od 85% do 100% kąta obrotu. Wadę tę można zmniejszyć, ograniczając po prostu zakres rezystancji realizowanej potencjometrami przez przyłączenie dodatkowych rezystorów stałych. Zmniejsza to zakres regulacji niskich tonów do około ±10 dB przy częstotliwości 30 Hz i wysokich tonów do ±7 dB przy 20 kHz. Jest to całkiem wystarczający zakres regulacji.

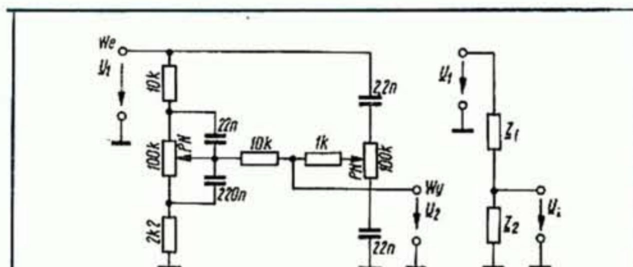
Układ z rys. 2 wnosi przesunięcie fazy zależne od częstotliwości i ustawienia potencjometrów. Różnice przesunięć fazy dla poszczególnych częstotliwości składowych są powodem dużych zniekształceń fazowych złożonych przebiegów, występujących w muzyce. Nie jest to bezpośrednio odczuwane przez słuchacza tak, jak inne rodzaje zniekształceń, ale zmienia jednak brzmienie poszczególnych instrumentów. Należy więc dążyć do zapewnienia małych różnic przesunięć fazy poszczególnych częstotliwości. Z rys. 3 wynika, że przesunięcie fazy jest tym większe, im większe jest nachylenie odpowiedniej charakterystyki amplitudy i np. we wzmacniaczu WS-503 osiąga ponad 80° przy częstotliwości kilkunastu kHz. Gdy dodamy do tego przesunięcia fazowe wnoszone przez układ „Kontur" i zwrotnice prądowe zespołu głośnikowego, to na pewno kształt przebiegów zmiennych na głośnikach ma niewiele wspólnego z kształtem przebiegów sygnału doprowadzonego do wejścia wzmacniacza.

Dla dobrego odtwarzania audycji stereofonicznych jest istotne, aby przesunięcia fazy obu kanałów nie różniły się między sobą, ponieważ ma to wpływ na prawidłową lokalizację pozornych źródeł dźwięku.

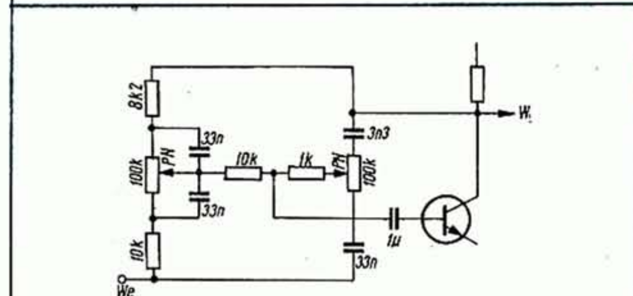
Na rys. 4 przedstawiono schemat regulatora barwy zastosowanego we wzmacniaczu bardzo wysokiej klasy firmy Revox (typ B-251).

Na rys. 5 przedstawiono charakterystyki tego układu. W celu zachowania przejrzystości rysunku są uwidocznione tylko krzywe dla położeń suwaków potencjometrów PN i PW w zakresie od 50% do 100%. Pozostałe krzywe są do nich symetryczne względem poziomu 0 dB. Wykorzystano tu całkiem inną konfigurację, która umożliwia uzyskanie wyjątkowo małego przesunięcia fazy. Na przykład. przy maksymalnym uwypukleniu

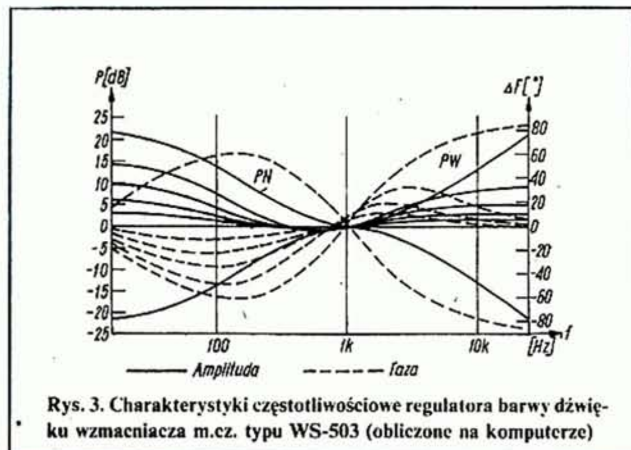
* Patrz także schematy wzmacniaczy WS302 w „Re" nr 7/1984 i wzmacniacza WS318 w „Re" nr 6/1986 i 12/1986.



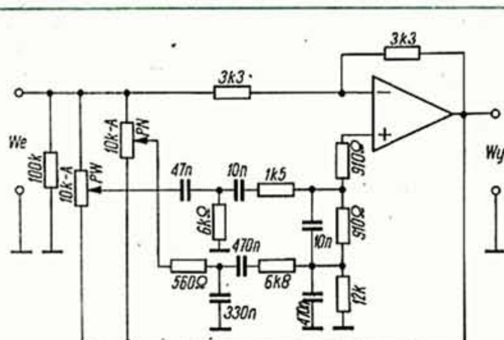

Rys. 1. Schemat typowego, biernego regulatora tonów niskich (PN) i tonów wysokich (PW)




Rys. 2. Schemat regulatora barwy dźwięku włączonego w obwód pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza.(jedno z wielu rozwiązań układowych)




Rys. 3. Charakterystyki częstotliwościowe regulatora barwy dźwięku wzmacniacza m.cz. typu WS-503 (obliczone na komputerze)

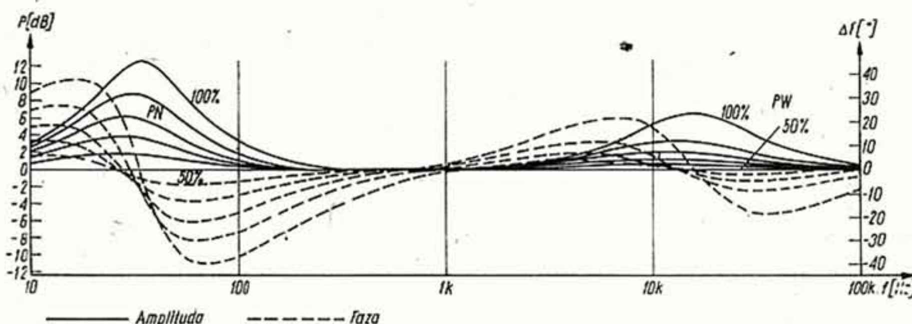



Rys. 4. Schemat regulatora tonów niskich (PN) i tonów wysokich (PW) stosowanego we wzmacniaczu m.cz. firmy REVOX typ B-251

o wartości 10 kΩ wprowadzono obliczeniowo przebiegi regulacji przy wartości 50 kΩ. Wynik okazał się negatywny. Wynika z tego, że potencjometry muszą mieć wartość około 10 kΩ, lub należy przeprojektować cały układ.

Na jakość działania regulatora barwy dźwięku duży wpływ ma jakość elementów. Najlepiej stosować kondensatory polistyrenowe typu KSF-019 lub KSF-022 o małej tolerancji pojemności, rzędu 1%÷2%. Ważniejsze od bezwzględnych wartości elementów jest to, aby były one jednakowe odpowiednio w obu kanałach.

Bardzo istotna jest wartość impedancji wyjściowej układu poprzedzającego układ regulatora barwy dźwięku. Impedancja wyjściowa stopnia poprzedzającego regulator powinna być jak




Rys. 5. Charakterystyki częstotliwościowe regulatora barwy dźwięku stosowanego we wzmacniaczu m.cz. firmy REVOX typ B-251

basów, przy częstotliwości 50 Hz przesunięcie fazy wynosi tylko około 40°. Maksymalne uwypuklenie tonów niskich wynosi około 12 dB przy częstotliwości 30 Hz, a tonów wysokich — około 6,5 dB przy 15 kHz.

Dodatkową zaletą tego układu jest to, że dla częstotliwości mniejszych niż 30 Hz i większych niż 15 kHz amplituda sygnału maleje. Regulator ten nie wpływa w znaczącym stopniu na pasmo 150÷3000 Hz i może właśnie dlatego jego działanie jest znakomite, a brzmienie dźwięku jest bardzo dobre, również w skrajnych położeniach potencjometrów PN i PW.

W związku z trudnościami w nabyciu potencjometrów liniowych najmniejsza i niezależna od częstotliwości, a impedancja wejściowa wzmacniacza przyłączonego do wyjścia regulatora musi mieć wartość bardzo dużą. Niespełnienie tych warunków grozi zdeformowaniem charakterystyk, co prowadzi do pogorszenia parametrów całego urządzenia.

We wzmacniaczu B-251 wzmacniacz przyłączony do regulatora jest wykonany z elementów dyskretnych; na wejściu zastosowano tranzystory polowe typu 2SK170. Wzmacniacz ten zasilany jest napięciem symetrycznym ±25 V, co zapewnia duży zapas wysterowania bez pojawienia się zniekształceń nieliniowych sygnału.

# Głośniki piezoelektryczne

**Od kilku lat są coraz częściej stosowane piezoelektryczne głośniki wysokotonowe, przede wszystkim w profesjonalnych zespołach głośnikowych i w głośnikowych instalacjach samochodowych. W artykule opisano zasadę ich działania, konstrukcję oraz zalety i wady.**

## WŁAŚCIWOŚCI PIEZOELEKTRYCZNE NIEKTÓRYCH KRYSZTAŁÓW i MATERIAŁÓW SYNTETYCZNYCH

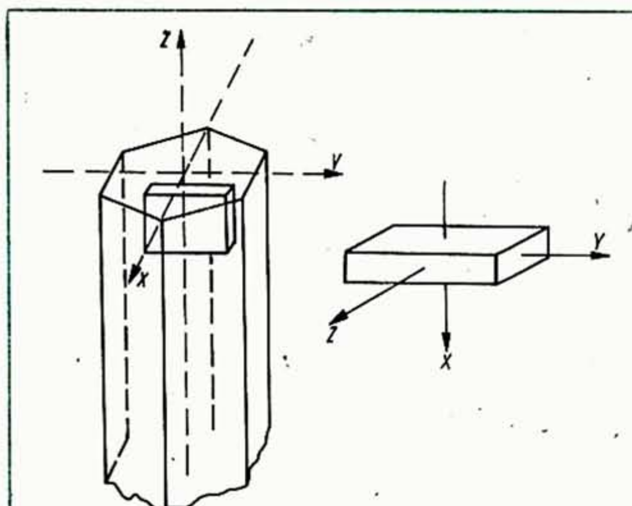
Zjawisko piezoelektryczności zostało wykryte przez braci J. Curie i P. Curie w 1880 r. Stwierdzili oni, że ściskanie odpowiednio wyciętej płytki kwarcowej powoduje pojawienie się na jej powierzchni bocznych ładunków elektrycznych wprost proporcjonalnych do siły ściskającej. Zjawisko okazało się odwracalne, płytka odkształca się nieco pod wpływem napięcia doprowadzonego do przyłożonych do niej elektrod. Później okazało się, że własności piezoelektryczne wykazują również płytki wycięte z innych kryształów, jak: turmalinu, kryształów soli Seignette'a, kryształów siarczanu litu, kryształów kwaśnego fosforanu amonowego i innych. Okazało się również, że własności piezoelektryczne mogą wykazywać płytki ceramiczne z tytanianu baru (BAT) oraz inne.

Receptury i technologie przygotowania wielu z nich nie są ujawniane przez producentów. Stwierdzono, że efekt piezoelektryczny można uzyskać w odpowiednio przygotowanych foliach z materiałów syntetycznych (poliwinylofluorytu, polipropylenu, polichlorku winylu i innych), poddawanych rozciąganiu i oddziaływaniu silnego pola elektrycznego.

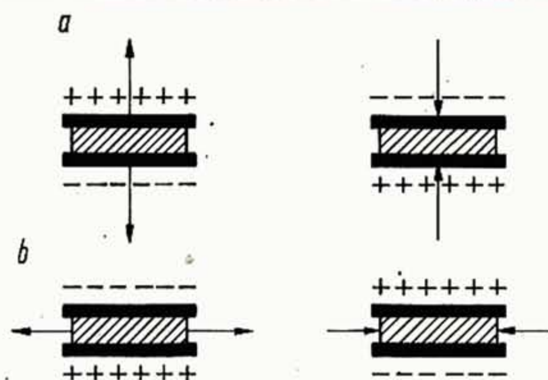
Na rys. 1 przedstawiono część kryształu kwarcu oraz wyciętą z niego płytkę o właściwościach piezoelektrycznych.
Efekt piezoelektryczny jest proporcjonalny do odkształcenia siatki krystalicznej oraz zależy od sposobu wycięcia płytki względem osi krystalograficznych (X, Y, Z). Jeżeli płytkę „o cięciu X" ujmuje się elektrodami prostopadłymi do tej osi, to podczas jej ściskania lub rozciągania, wzdłuż osi X i Y pojawiają się na elektrodach ładunki elektryczne, tak jak to przedstawiono na rys. 2.
Płytki piezoelektryczne wykazują zdolność rezonansu przy określonych częstotliwościach, jeżeli przyłączy się do nich napięcie zmienne. Częstotliwości rezonansowe są związane z wymiarami geometrycznymi płytki i sposobem jej wycięcia. Jak wiadomo, te właściwości płytek piezoelektrycznych przyczyniły się do bardzo szerokiego ich zastosowania w elektronice jako rezonatorów stabilizujących częstotliwości generatorów drgań oraz jako elementów filtrów elektrycznych. Piezoelektryczne płytki są również powszechnie stosowane w zegarkach elektronicznych.
W wypadku przetworników elektroakustycznych stosowane są często dwie płytki piezoelektryczne połączone w jedną całość, zwaną dwupłytką (bimorfem). Składa się je tak, aby uzyskać większy efekt elektryczny lub mechaniczny. Płytki zamocowane u jednego końca mogą wyginać się lub skręcać. Ceramiczne płytki piezoelektryczne były szeroko stosowane do wytwarzania tanich adapterów gramofonowych oraz mikrofonów. Płytki z soli Seignette'a były stosowane do wytwarzania bardzo tanich głośników. Mała odporność płytek z tej soli na wpływy zmiennej wilgotności powietrza i temperaturę doprowadziła do zaniechania produkcji tych głośników. Ostatnio została opanowana technologia wytwarzania trwałych, wysokotonowych głośników piezoelektrycznych odznaczających się wieloma zaletami.

## KONSTRUKCJA GŁOŚNIKA PIEZOELEKTRYCZNEGO

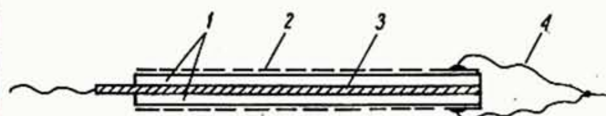
W firmie Motorola, w dziale zajmującym się elementami piezoelektrycznymi, przeprowadzono kilkanaście lat temu badania, które doprowadziły do wniosku, że jest możliwe konstruowanie wysokotonowych głośników piezoelektrycznych, odznaczających się dużymi zaletami. Wyprodukowano specjalny materiał o optymalnych właściwościach (materiał zawiera związki ołowiu, cyrkonu oraz tytanu i jest oznaczony skrótem PŻT), odporny na wilgoć, wytrzymujący podwyższone temperatury (do 200°C) i odznaczający się dużą wytrzymałością mechaniczną. Z tego materiału są wykonywane krążki o grubości 0,14 mm i średnicy około 20 mm.
Strukturę gotowego elementu piezoelektrycznego przedstawiono na rys. 3. Składa się on z dwóch krążków z materiału PZT związanych przekładką miedzianą w kształcie spirali. Od stron zewnętrznych płytki są pokryte cienką warstewką niklu, stano-



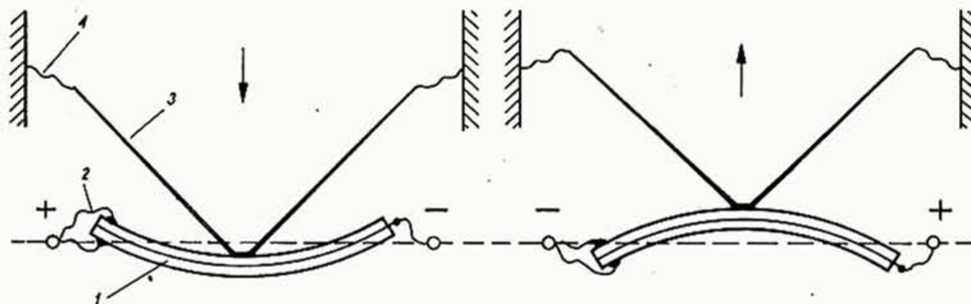

**Rys. 1. Główna część kryształu kwarcu z zaznaczonymi osiami krystalograficznymi oraz wycięta z niego płytka piezoelektryczna o cięciu X (cięciu Curie)**



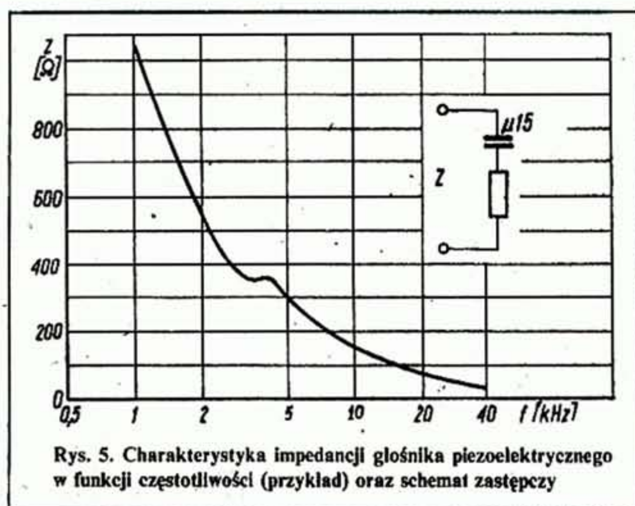

**Rys. 2. Efekt piezoelektryczny występujący podczas ściskania i rozciągania płytki o cięciu X**
a — płytka rozciągana i ściskana wzdłuż osi X,
b — płytka rozciągana i ściskana wzdłuż osi Y




**Rys. 3. Element piezoelektryczny do głośnika wysokotonowego (struktura)**
1 — płytki piezoelektryczne z materiału PZT, 2 — elektroda niklowa, 3 — spirala z folii miedzianej wiążąca obie płytki, 4 — elastyczne doprowadzenia




**Rys. 4. Zasada działania wysokotonowego głośnika piezoelektrycznego (przedstawiono dwa skrajne stany)**
1 — element piezoelektryczny „zawieszony" na membranie, 2 — elastyczne doprowadzenia, 3 — membrana głośnika, 4 — zawieszenie układu drgającego (membrany z elementem piezoelektrycznym)




Rys. 5. Charakterystyka impedancji głośnika piezoelektrycznego w funkcji częstotliwości (przykład) oraz schemat zastępczy

wiącego elektrody. Podczas wytwarzania elementów płytki są tak spolaryzowane, że gdy jedna, po przyłączeniu napięcia, kurczy się, to druga powiększa swoje wymiary. Wskutek tego element wygina się symetrycznie względem osi przechodzącej przez jego środek. Po przyłączeniu napięcia zmiennego element drga, wyginając się to w jedną, to w drugą stronę.

Zasada wprawiania w drgania membrany głośnika za pomocą opisanego elementu piezoelektrycznego jest przedstawiona na rys. 4. Element jest połączony klejem epoksydowym z membraną w jednym miejscu (dokładnie w jego środku) i nigdzie więcej. Można rzec, że „jest zawieszony" na membranie głośnika wykonanej z materiału o dużej sztywności. Gdy element drga, wskutek jego bezwładności drgania przenoszą się na membranę głośnika.

Na rys. 4 są przedstawione dwa skrajne położenia membrany i elementu napędzającego. Amplituda drgań membrany w wypadku głośnika wysokotonowego, zależnie od jego konstrukcji, wynosi 0,1 ÷ 0,3 mm. Te same elementy, przy wprowadzaniu pewnych drobnych modyfikacji, są stosowane do konstruowania zarówno głośników otwartych jak i tubowych.

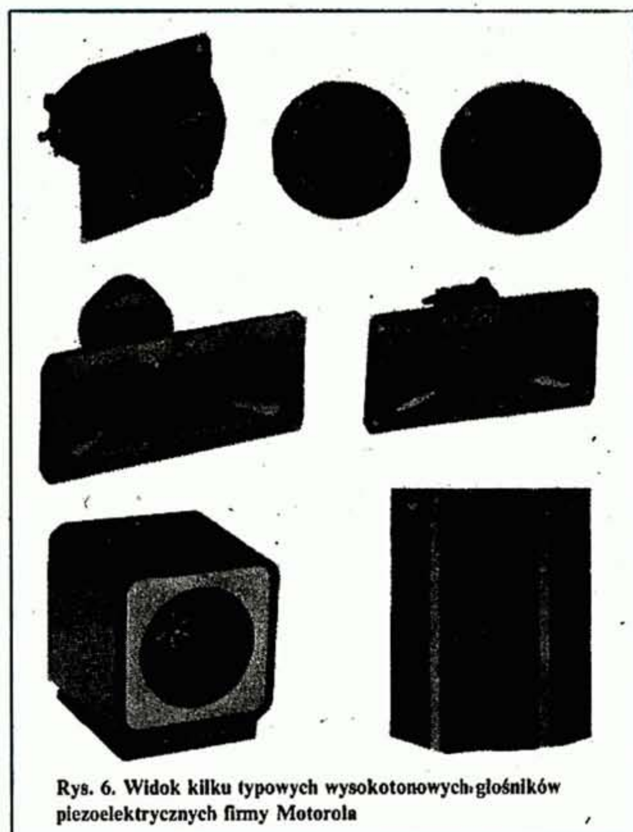
W celu stłumienia niepożądanych rezonansów własnych element bywa pokrywany warstwą materiału tłumiącego. Stosuje się również w razie potrzeby dodatkową masę w postaci symetrycznie rozmieszczonych na obwodzie elementu, kawałeczków ołowiu. Okazało się możliwe wykonanie kilku odmian piezoelektrycznych głośników wysokotonowych z takimi samymi lub bardzo podobnymi elementami napędowymi.

Wysokotonowe głośniki piezoelektryczne, w zależności od ich konstrukcji, przenoszą dobrze pasmo od 3 ÷ 4 kHz do 20 ÷ 40 kHz. Rezonans własny układu drgającego, leżący w zakresie 3 ÷ 5 kHz, jest słabo uwydatniony (patrz rys. 5). Charakterystyka fazowa głośnika jest bardzo dobra.

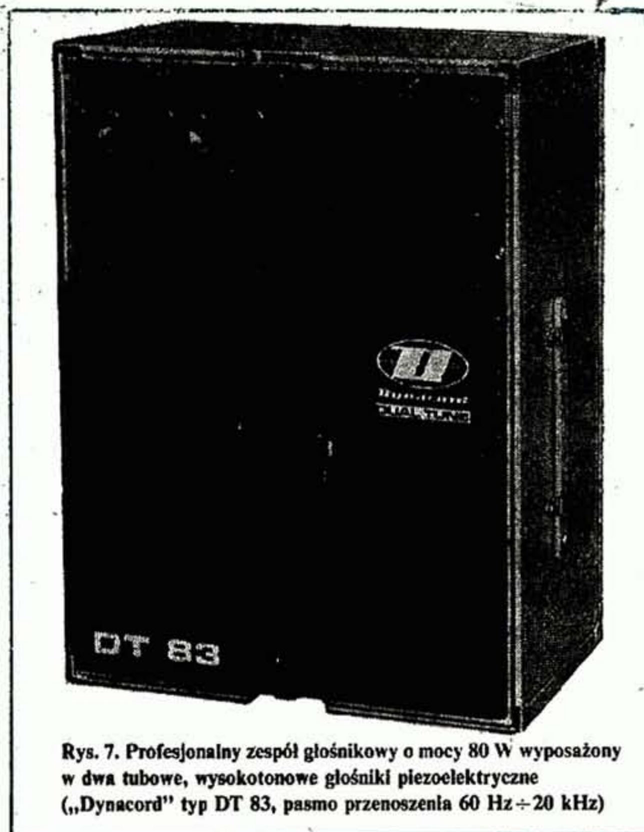
Układ zastępczy głośnika można przedstawić w postaci pojemności ok. 0,15 µF i szeregowo włączonej rezystancji o wartości kilkunastu omów, tak jak to przedstawiono na rys. 5. Impedancja wejściowa głośnika ma więc charakter pojemnościowy i maleje wraz ze zwiększaniem się częstotliwości. Dzięki temu głośnik może być przyłączony równolegle do głośnika nisko-średniotonowego bez żadnych filtrów.

Z charakterystyki tej wynika, że moc pobierana i akustyczna moc wypromieniowywana, zwiększają się z częstotliwością, a od pewnej częstotliwości pozostają na mniej więcej jednakowym poziomie, w zależności od wypadkowych właściwości elektroakustycznych głośnika.

Dopuszczalna wartość doprowadzonego do elementu napięcia stałego wynosi 30 ÷ 35 V. Odpowiednio, wartość skuteczna sinusoidalnego napięcia zmiennego wynosi 20 ÷ 25 V. W wypadku napięciowego przeciążenia głośnika może zostać naruszona polaryzacja materiału piezoelektrycznego i głośnik może zmniejszyć trwale swą sprawność przetwarzania. Wielką zaletą głośnika



Rys. 6. Widok kilku typowych wysokotonowych głośników piezoelektrycznych firmy Motorola




Rys. 7. Profesjonalny zespół głośnikowy o mocy 80 W wyposażony w dwa tubowe, wysokotonowe głośniki piezoelektryczne („Dynacord" typ DT 83, pasmo przenoszenia 60 Hz ÷ 20 kHz)



Rys. 8. Dyskotekowy zespół głośnikowy o mocy 200 W, w którym zastosowano 3 wysokotonowwe głośniki piezoelektryczne umieszczone w nadbudówce („Backer" typ Disco-One)

piezoelektrycznego jest to, że może on długotrwale pracować na wysokim poziomie mocy, nie ulegając łatwo przeciążeniu cieplnemu, bardzo groźnemu w odniesieniu do wysokotonowych głośników dynamicznych. Poza tym głośniki piezoelektryczne łączy się w razie potrzeby po kilka sztuk równolegle.
Współczynnik zawartości harmonicznych wysokotonowych głośników piezoelektrycznych wynosi, przy bardzo wysokim poziomie natężenia dźwięku, 1÷1,5%. Ogólnie, współczynnik zawartości harmonicznych tych głośników jest nieco większy niż wysokotonowych głośników dynamicznych, co ogranicza zastosowanie głośników piezoelektrycznych w zespołach głośnikowych hi-fi.

Wysokotonowe głośniki piezoelektryczne, szczególnie głośniki tubowe, odznaczają się znakomitym przenoszeniem przebiegów impulsowych, a więc należą do głośników doskonale nadających się do zestawów głośnikowych współpracujących z perkusją elektroniczną.

### RODZAJE GŁOŚNIKÓW PIEZOELEKTRYCZNYCH I ICH ZASTOSOWANIE

Na rys. 6 przedstawiono przykłady typowych wysokotonowych głośników piezoelektrycznych. Dzielą się one w zasadzie na dwie grupy: głośników tubowych i głośników otwartych z membraną stożkową. Głośniki tubowe mogą mieć tuby różnych kształtów i wymiarów, o kącie promieniowania 60°÷90°. Efektywność głośników, po doprowadzeniu napięcia zmiennego ok. 3 V (co odpowiada w przybliżeniu mocy 1 W wydzielanej w głośniku dynamicznym o rezystancji 8 Ω), wynosi 90÷96 dB. Maksymalne natężenie dźwięku, wytwarzane przez piezoelektryczne głośniki tubowe, jest bardzo wysokie, rzędu 115 dB (w odległości 1 m).
U dołu rysunku 6 jest przedstawiony wysokotonowy głośnik satelitarny, który może być stosowany jako uzupełniający w instalacjach domowych hi-fi oraz zestaw dwóch głośników piezoelektrycznych, przeznaczony do wbudowania do zespołu głośnikowego hi-fi. Ma on wymiary 120×100 mm i przenosi pasmo 4÷20 kHz, charakteryzując się dość szerokim kątem promieniowania w płaszczyźnie poziomej (90°).
Na rys. 7 przedstawiono profesjonalny zespół głośnikowy, w którym zastosowano, obok dużego głośnika nisko-średniotonowego, dwa tubowe głośniki piezoelektryczne.
Na rys. 8 jest przedstawiony dyskotekowy zespół głośnikowy, w którym głośniki wysokotonowe są umieszczone w nadbudówce. Zastosowano trzy wysokotonowe głośniki piezoelektryczne, tak rozmieszczone, aby ich kąt promieniowania wynosił około 160°. Wymienione zalety wysokotonowych głośników piezoelektrycznych powodują, że są one obecnie szeroko stosowane w dyskotekowych i estradowych zespołach głośnikowych oraz w głośnikowych instalacjach samochodowych. Nie jest wykluczone, że w miarę dalszych prac badawczych nad odpowiednimi elementami piezoelektrycznymi, pojawią się w przyszłości piezoelektryczne głośniki średnio-wysokotonowe. W zakresie tonów niskich bezkonkurencyjnymi pozostają głośniki dynamiczne.

*A.W.*

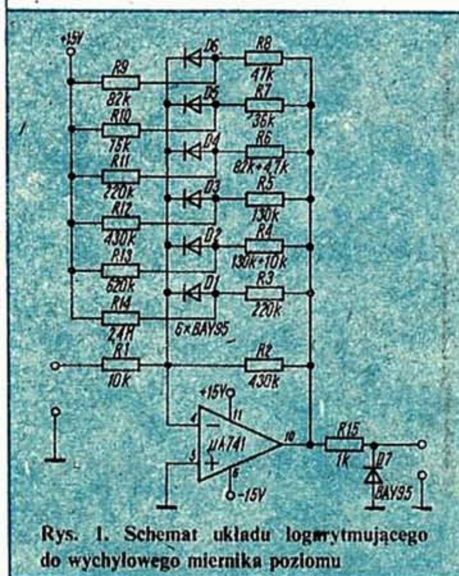
---

mgr inż. MACIEJ FESZCZUK

# Wychyłowy miernik poziomu o skali logarytmicznej

**W numerach 9 i 10/1984 „Re" były opisane ogólnie różnego rodzaju mierniki wysterowania. Był tam również opisany miernik wychyłowy o skali logarytmicznej, którego wykonanie sprawiało czytelnikom pewne trudności. W związku z tym powracamy do tego tematu, wyjaśniając zasadę uzyskania skali quasi-logarytmicznej.**

Na rys. 1 przedstawiono układ logarytmujący. W układach tego typu „łamanie" charakterystyki następuje przy konkretnych wartościach napięcia wyjściowego i jest dobierane do konkretnej podziałki miernika. Nie można więc przyjąć dowolnie poziomu „0 dB" (np. 0,775 V). W układzie z rys. 1 wartość tę przyjęto — zgodnie z normą podaną we wspomnianym artykule — 1,55 V, oczywiście wartości skutecznej napięcia, co odpowiada w przybliżeniu 2,19 V amplitudy. Działanie układu ustala się w odniesieniu do amplitudy napięcia i skalować ten układ trzeba wartościami napięcia, odpowiadającymi amplitudzie przebiegu, a sam układ logarytmujący najlepiej sprawdzać napięciem stałym.




Rys. 1. Schemat układu logarytmującego do wychyłowego miernika poziomu

Obliczanie układów tego typu polega na określeniu wzmocnienia w interesujących nas punktach charakterystyki. Samą charakterystykę wykreśla się w układzie współrzędnych, jak to przedstawiono na rys. 2. Na osi pionowej odkłada się maksymalne użyteczne napięcie wzmacniacza jako poziom maksymalny (+5 dB). Układ podziałki jest proporcjonalny do tej, jaka ma być na mierniku. Relacje matematyczne między poziomami nie mają tu znaczenia. Punkty mogą być dowolnie zagęszczone. Na osi poziomej określa się już dokładnie wartości napięcia odpowiadające wartościom wyrażonym w decybelach, podanym na osi pionowej. Uzyskane punkty wyznaczają krzywą, odpowiadającą charakterystyce przejściowej wzmacniacza. Im więcej punktów, tym dokładniejsza krzywa.
Uzyskaną krzywą aproksymuje się następnie odcinkami prostymi, wyznaczając niezbędne wzmocnienie w każdym punkcie załamania charakterystyki metodą przyrostową.

Rys. 2. Wykres do wyznaczenia krzywej przejściowej i obliczenia wartości rezystorów

Wejście wzmacniacza operacyjnego można traktować jak pozorną masę

Rys. 3. Schemat układu przedstawiającego zasadę ustalania wartości rezystorów R9÷R14

Rys. 4. Schemat podstawowego układu wzmacniacza operacyjnego przed przyłączeniem elementów dających charakterystykę logarytmiczną

Dla odcinka OA prostej 1 wzmocnienie wynosi:

$$\frac{\Delta Uwy}{\Delta Uwe} = \frac{0{,}95\ V}{21{,}9\ mV} = 43{,}4\ V/V \quad (1)$$

Stosując rezystor R1 o wartości 10 kΩ przyjęto R2 = 430 kΩ.
Dla odcinka BC prostej 2 wzmocnienie wyniesie:

$$\frac{\Delta Uwy}{\Delta Uwe} = \frac{4{,}2-2{,}1\ V}{219-69\ mV} = 14{,}0\ V/V \quad (2)$$

Z uwagi na R1 = 10 kΩ wypadkowa wartość rezystancji R2, R3 wyniesie 140 kΩ

$$R_x = \frac{R2 \cdot R3}{R2+R3} = 140\ k\Omega \quad (3).$$

Stąd:

$$R3 = \frac{R_x \cdot R2}{R2-R_x} = \frac{140 \cdot 430}{430-140} = 207{,}6\ k\Omega$$

Przyjęto

$$R3 = 220\ k\Omega.$$

Rezystancja diody jest w obliczeniach pomijana, a ewentualną korektę wartości należy przeprowadzić podczas uruchomiania układu.
Zależność (3), według której obliczono wartość rezystora R3, może być traktowana jako zależność ogólna do wyznaczania wartości dalszych elementów. Jedynie jako $R_x$ należy podstawić kolejne, sumaryczne wartości elementów odpowiadające wzmocnieniu dla danego odcinka, a jako R2 sumaryczną wartość elementów połączonych równolegle, już obliczonych. Z uwagi na różnice między wartościami obliczonymi, a przyjętymi do realizacji układu wartościami katalogowymi, należy te ostatnie uwzględniać przy dalszych obliczeniach*. Na przykład, wartość równolegle połączonych rezystorów R2 i R3 wyniesie w rezultacie nie 140 kΩ, lecz:

$$\frac{220 \cdot 430}{220+430} = 145{,}5\ k\Omega$$

i taką wartość należy przyjąć do dalszych obliczeń w odniesieniu do odcinka CD prostej 3. Można oczywiście stosować wartości elementów dokładnie takie, jakie wynikają z obliczeń, jak np.:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{5{,}4-4{,}2\ V}{388-219\ mV} = 7{,}1\ V/V$$

stąd:

$$R_x = 71\ k\Omega$$

$$R4 = \frac{71 \cdot 145{,}5}{145{,}5-71} = 138{,}6\ k\Omega$$

Przyjęto wartość R4 = 140 kΩ (130 kΩ + 10 kΩ)
W podany wyżej sposób należy wyznaczyć pozostałe rezystory R5÷R8.
Do obliczenia pozostaje jeszcze drugi rodzaj rezystorów polaryzujących zaporowo diody. I tak, dioda D1 ma zacząć przewodzić przy napięciu wyjściowym równym 1,9 V (pierwsze załamanie charakterystyki). Napięcie, przy którym dioda krzemowa zaczyna przewodzić, przyjęto równe wartości 0,5 V (faktycznie przewodzi ona i przy nieco niższym napięciu). Wartość rezystora R14 można wyznaczyć na podstawie rys. 3. Prąd I płynący przez rezystory R3 i R14 zanim dioda D1 zacznie przewodzić wynosi:

$$I = \frac{1{,}9-0{,}5\ V}{R3} = \frac{1{,}4\ V}{220\ k\Omega} = 6{,}36\ \mu A$$

$$R14 = \frac{15\ V+0{,}5\ V}{6{,}36\ \mu A} = 2{,}43\ M\Omega$$

Przyjęto wartość R14 = 2,4 MΩ.

Drugie załamanie charakterystyki następuje przy napięciu wyjściowym równym 4,2 V, stąd:

$$I = \frac{4{,}2-0{,}5\ V}{140\ k\Omega} = 26{,}4\ \mu A$$

$$R13 = \frac{15{,}5\ V}{26{,}4\ \mu A} = 587\ k\Omega$$

Przyjęto wartość katalogową R13 = 620 kΩ.
W ten sposób oblicza się wartości pozostałych elementów R12÷R9.
Do wyjścia układu przedstawionego na rys. 1 powinien być przyłączony woltomierz. W opisywanym układzie przyjęto, że największa wartość napięcia wynosi 12 V (odpowiada ona poziomowi +5 dB). Wobec tego, jeżeli zamierzamy np. zastosować mikroamperomierz o pełnym wychyleniu przy prądzie 15 μA, to szeregowo przyłączony rezystor powinien mieć wartość 800 kΩ (pomierzoną). Można również zastosować dodatkowo potencjometr nastawny w celu przeprowadzenia dokładnej regulacji wychylenia wskazówki.
Przed zmontowaniem układu warto sprawdzić, czy sam wzmacniacz ze wzmacniaczem operacyjnym działa prawidłowo. W tym celu przyłącza się tylko rezystory R1 i R2. Układ powinien dokładnie zerować się po przyłączeniu potencjometru 10 kΩ tak, jak to przedstawiono na rys. 4.

* Jeszcze lepiej opierać się na wartościach pomierzonych dobranych rezystorów.

# Kurs programowania w języku BASIC na mikrokomputerze ZX Spectrum Plus (3)

mgr JOANNA ŻYCKA-SECHMAN

## WPROWADZANIE DANYCH — INPUT

Proszę nie kasować programu **17.** Posłużymy się tym programem w celu poznania instrukcji wprowadzania danych — **INPUT.**

Format tej instrukcji jest następujący:

**INPUT** *zmienna 1, ..., zmienna n.*

lub

**INPUT „*tekst*"**; *zmienna 1, ..., zmienna n*

Umożliwia ona wprowadzanie (w trakcie wykonywania programu) *n* danych liczbowych.

Na przykład, wykonując instrukcję

1ØØ **INPUT** „Podaj wymiary działki"; x, y **ENTER**

komputer po wyświetleniu napisu „Podaj wymiary działki" będzie oczekiwał na wprowadzenie dwóch liczb oddzielonych przecinkami, np.: 3Ø,5Ø **ENTER,** a następnie będzie kontynuował dalsze wykonywanie programu. Tekst ma znaczenie tylko informacyjne.

Instrukcja **INPUT** rozszerza możliwości programu, pozwalając na wprowadzanie na bieżąco aktualnych danych. Przekonajmy się o tym na przykładzie.

### Zadanie 3

Zmodyfikować program 17 z zadania 1 tak, aby działał on dla kursu walut obowiązującego w danym dniu.

*Rozwiązanie*

1) W wypadku, gdy program **17** nie rezyduje w pamięci operacyjnej, wprowadzić go korzystając z kasety szkoleniowej.
2) Modyfikacja polega na dopisaniu dodatkowego wiersza z instrukcją **INPUT,** umożliwiającego wprowadzenie aktualnego kursu walut oraz na poprawieniu polecenia wydruku danych. W ten sposób otrzymamy program **18,** który jest rozwiązaniem zadania.

```
18  1Ø PRINT „£", „Pesety hiszpańskie"
    2Ø PRINT
    3Ø LET s = 5
    35 INPUT „Kurs w dniu dzisiejszym?"; rox
    4Ø PRINT s, rox*s
    5Ø LET s = s+5
    6Ø IF s = 6Ø THEN GO TO 4Ø
    7Ø STOP
```

Wpisz i wykonaj programy **19** i **20.** Ilustrują one zastosowania instrukcji **INPUT.** Proszę zwrócić uwagę na wiersz 2Ø w programie **19.** W jakim celu został umieszczony przecinek w tekście po słowie „Pozdrowienia,"?

```
19  1Ø INPUT „Jakie jest twoje imie?"; n$
    2Ø PRINT „Pozdrowienia,"; n$
20  1Ø INPUT „Podaj dwie liczby"; a,b
    2Ø PRINT „Suma = "; a+b
```

### Zadanie 4

Funt jabłek kosztuje 37 pensów, a funt winogron 54 pensy. Napisz program, który pyta, ile funtów każdego rodzaju owoców potrzeba, a następnie wyświetla całkowitą sumę potrzebnych pieniędzy.

*Rozwiązanie*

Program **22** spełnia warunki zadania nr 4.

```
22  1Ø LET t=Ø
    2Ø INPUT „Ile funtów jabłek zamawiasz?"; a
    3Ø LET t=t+37*a
    4Ø INPUT „Ile funtów winogron zamawiasz?"; 9
    5Ø LET t=t+54*9
    6Ø PRINT „Całkowita należność wynosi";t/1ØØ;" fun-
       tów"
    7Ø STOP
```

Na początku deklarujemy zmienną t = Ø, która będzie służyła do zliczania należności. Ilość jabłek wprowadzamy wykorzystując instrukcję **INPUT** (wiersz 2Ø) i analogicznie postępujemy w wypadku winogron (wiersz 4Ø).

### Zadanie 5

Napisz program, który pyta o następujące dane kandydatów do małżeństwa:

— imię mężczyzny
— wiek mężczyzny
— imię kobiety
— wiek kobiety

a następnie podaje informację typu:

„Robert jest 2 lata starszy niż Elżbieta"

*Rozwiązanie*

Rozwiązaniem jest program **23.**

```
23  1Ø INPUT „Imie mezczyzny?";h$
    2Ø INPUT „Wiek mezczyzny?";ha
    3Ø INPUT „Imie kobiety?;w$
    4Ø INPUT „Wiek kobiety?";wa
    5Ø IF ha<=wa THEN GO TO 8Ø
    6Ø PRINT h$;",jest";ha-wa;" lat starszy niz";w$
    7Ø STOP
    8Ø IF ha<wa THEN GO TO 11Ø
    9Ø PRINT w$;" i ";h$; "sa w tym samym wieku"
   1ØØ STOP
   11Ø PRINT w$;" jest ";wa-ha;" lat starsza niz ";h$
   12Ø STOP
```

W wierszach 1Ø i 3Ø do instrukcji **INPUT** zostały wprowadzone zmienne łańcuszkowe h$, w$ oznaczające imiona mężczyzny i kobiety.

Proszę zwrócić uwagę, w jaki sposób program rozgałęzia się umożliwiając 3 rodzaje odpowiedzi (wiersze 5Ø i 8Ø).

### Zadanie 6

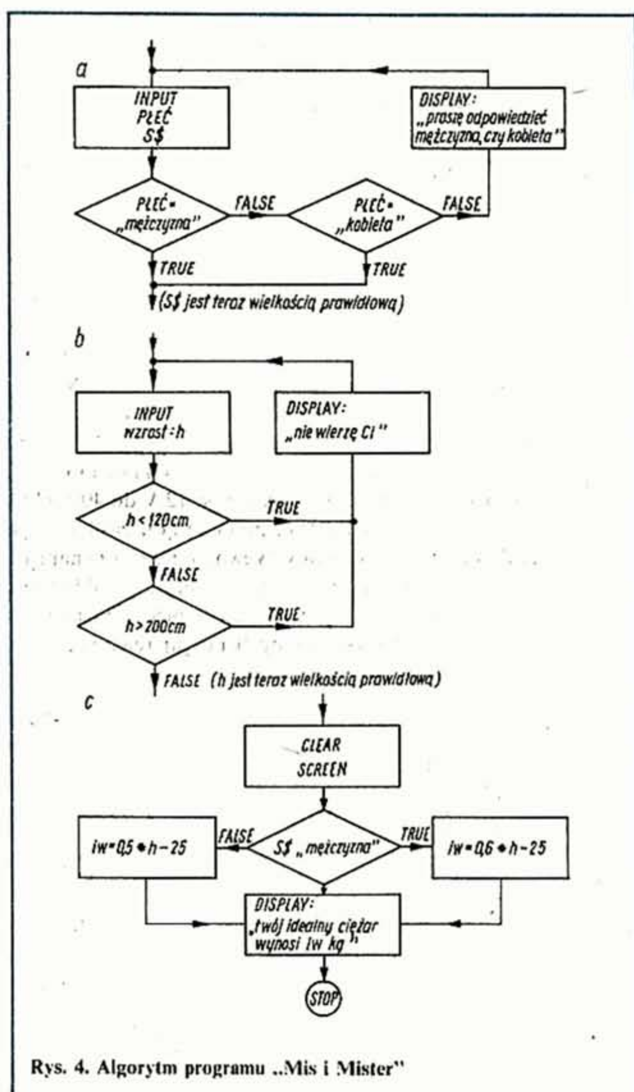
Podać algorytm i ułożyć program „Miss i Mister" obliczający idealny ciężar ciała mężczyzny i kobiety

Tablica oznaczeń zmiennych

| | | |
|---|---|---|
| Płeć | s$ | |
| Wzrost [cm] | h | |
| Ciężar idealny [kg] | iw | |

Wzór do obliczenia prawidłowego ciężaru ciała

| | |
|---|---|
| Mężczyzna | iw=Ø.6*h-25 |
| Kobieta | iw≠0.5*h-25 |




**Rys. 4. Algorytm programu „Mis i Mister"**

*Rozwiązanie*

Algorytm programu jest zamieszczony na rys. 4. Składa się on z trzech segmentów. W segmentach a i b przewidziano zabezpieczenia przed wprowadzaniem danych pozbawionych sensu. I tak, możliwe jest tylko wprowadzenie jako płci słowa „mężczyzna" lub „kobieta" (część a). W wypadku próby wczytania innego słowa zostanie wyświetlony napis „Proszę odpowiedzieć mężczyzna, czy kobieta"?. Podobnie w segmencie b, gdy podawany wzrost będzie poniżej 120 cm lub przekroczy 2 m, wyświetli się napis „Nie wierzę Ci!". Oczywiście płeć i wzrost wprowadzamy w trakcie wykonywania programu na życzenie użytkownika, dzięki zastosowaniu instrukcji **INPUT** oraz zmiennych, zgodnie z tablicą oznaczeń. Obliczenie idealnego ciężaru ciała i wyświetlenie wyniku jest realizowane w części c.

Program **24** został napisany ściśle według przedstawionego wyżej algorytmu. Wiersze 1Ø ÷ 6Ø odpowiadają części a, wiersze 7Ø ÷ 9Ø — części b, natomiast wiersze 1ØØ ÷ 19Ø — części c. Po wprowadzeniu danych, a przed wyświetleniem wyniku zastosowano instrukcję czyszczenia ekranu (wiersz 1ØØ).

**24**
```
1Ø PRINT „POZNAJ SWOJ IDEALNY CIEZAR"
2Ø INPUT „mezczyzna czy kobieta?";s$
3Ø IF s$=„mezczyzna" THEN GO TO 7Ø
4Ø IF s$=„kobieta" THEN GO TO 7Ø
5Ø PRINT „Prosze odpowiedziec mezczyzna czy kobieta."
6Ø GO TO 2Ø
7Ø INPUT „Jaki jest twoj wzrost w centymetrach?";h
8Ø IF h<12Ø THEN GO TO 17Ø
9Ø IF h>2ØØ THEN GO TO 17Ø
1ØØ CLS
11Ø IF s$=„mezczyzna" THEN GO TO 14Ø
12Ø LET iw=Ø.5*h-25
13Ø GO TO 15Ø
14Ø LET iw=Ø.6*h-25
15Ø PRINT „Twoj idealny ciezar wynosi „;iw;" kg."
16Ø STOP
17Ø PRINT „Nie wierze Ci!"
18Ø PRINT „Sprobuj jeszcze raz"
19Ø GO TO 7Ø
```

Instrukcja **INPUT** może być użyta w programach o dużej liczbie różnorodnych danych z zastosowaniem licznych zabezpieczeń. Przeanalizujmy to na następującym przykładzie.

**Zadanie**

Napisz program obliczający koszt pobytu na kempingu we Francji przez jedną lub kilka nocy, dla następujących grup osób:
- czteroosobowa rodzina z samochodem i przyczepą — 1 tydzień
- dwaj rowerzyści z namiotem — 2 dni
- sześć osób w przyczepach motocyklowych — 4 dni

Cennik za jedną noc:

| | |
|---|---|
| — samochód | 5 franków |
| — przyczepa samochodowa lub motocyklowa | 25 franków |
| — namiot | 10 franków |
| — 1 osoba | 3 franki |

Tablica oznaczeń zmiennych i ograniczenia

| | |
|---|---|
| Liczba samochodów | c < 5 |
| Liczba przyczep lub motocykli | v < 4 |
| Liczba namiotów | t < 5 |
| Liczba ludzi | p < 40 |

*Rozwiązanie*

Program **25** wykonuje obliczenie kosztu noclegów dla wszystkich wymienionych grup osób z różnym wyposażeniem turystycznym.

**25**
```
1Ø INPUT „Podaj liczbe samochodow";c
2Ø IF c<=5 THEN GO TO 5Ø
3Ø PRINT „Czyzby???"
4Ø GO TO 1Ø
5Ø INPUT „Podaj liczbe przyczep
samochodowych lub motocyklowych";v
6Ø IF v<=4 THEN GO TO 9Ø
7Ø PRINT „Zmyslasz!!!"
8Ø GO TO 5Ø
9Ø INPUT „Podaj liczbe namiotów";t
1ØØ IF t<=5 THEN GO TO 13Ø
11Ø PRINT „Co???"
12Ø GO TO 9Ø
13Ø INPUT „Podaj liczbe ludzi";p
14Ø IF p<=4Ø THEN GO TO 17Ø
15Ø PRINT „Podajesz bledne dane!!"
16Ø GO TO 13Ø
17Ø PRINT „Suma do zaplacenia =
";5*c+25*v+1Ø*t+3*p;" frankow
18Ø STOP
```

Dane bieżące wprowadzamy korzystając z instrukcji **INPUT** (wiersze 1Ø, 5Ø, 9Ø, 13Ø). Bezpośrednio po tych wierszach następują instrukcje warunkowe **IF** *warunek* **THEN GO TO** *nr wiersza*, uwzględniające założone ograniczenia. Obliczenie opłaty zbiorczej następuje w instrukcji **PRINT** (wiersz 17Ø) bez wprowadzenia dodatkowej zmiennej. Żądamy wydruku wyniku obliczeń wg określonego wzoru (5*c+25*V+1Ø*t+3*p) wynikającego z cennika.

# Kompensacyjny przetwornik analogowo-cyfrowy z układem scalonym MDCA08

MIECZYSŁAW KRĘCIEJEWSKI

**W artykule opisano produkowane w CSRS układy pomocnicze wchodzące w skład kompesacyjnego przetwornika analogowo-cyfrowego (źródło napięcia odniesienia, komparator, rejestr aproksymacyjny) oraz omówiono konstrukcję 8-bitowego kompensacyjnego przetwornika analogowo-cyfrowego (a/c) zbudowanego z przetwornika cyfro-wo-analogowego (c/a) MDAC08. Zasada działania kompensacyjnego przetwornika a/c była opisana w nr 5/1985 „Re", natomiast przetwornika MDAC08 w nr 9/1986.**

## ŹRÓDŁO NAPIĘCIA ODNIESIENIA

Firma Tesla produkuje trzy wersje monolitycznego źródła napięcia odniesienia, oznaczane symbolami: MAC01, MAB01 i MAB01D. Układy te stanowią odpowiedniki produkowanych przez amerykańską firmę PMI źródeł typu REF-01. Poszczególne wersje różnią się wartościami niektórych parametrów. W dalszym tekście układy będą oznaczane wspólnym symbolem serii REF-01.

Układ REF-01 (rys. 1) jest precyzyjnym źródłem napięcia odniesienia o wartości 10 V. Napięcie to może być regulowane za pomocą potencjometru w zakresie ±3%. Regulacja nie ma praktycznie wpływu na stabilność temperatury. Układ może być zasilany napięciami od 12 V do 40 V (30 V — MAB01D), pobór prądu zasilania wynosi ok. 1 mA. Wewnętrzne źródło napięcia odniesienia jest wykonane w układzie z kompensacją zmian napięcia baza-emiter tranzystora (ang. band-gap reference). Uzy-

## ODPOWIEDZI DO ZADAŃ DOMOWYCH

Ćwiczenie 3

```
     1Ø PRINT „£", „liry"
     2Ø PRINT
     3Ø LET li = 1Ø
17B  4Ø PRINT li,232Ø*li
     5Ø LET li=li+1
     6Ø IF li<=30 THEN GO TO 4Ø
     7Ø STOP
```

Ćwiczenie 4

| Nr programu | a | b | c | d | e |
|---|---|---|---|---|---|
| 6A | aS | "x" | "xQQQQ" | "Q" | 5 |
| 6B | x | Ø | 11 | +1 | 11 |
| 6C | zS | "A" | "ABCBCBCBCBC" | "BC" | 5 |
| 6D | m | 3 | 21 | 2 | 9 |
| 6D | p | 13 | 1 | −2 | 6 |

W celu sprawdzenia umiejętności współpracy z magnetofonem proponuję wykonanie następującego ćwiczenia:

1 — wpisać do pamięci RAM program **17** (zadanie 1 odc. 1)
2 — nadać nazwę np.: „pr tur" i nagrać na kasetę szkoleniową poleceniem **SAVE** „pr tur" **ENTER**
3 — cofnąć taśmę i przełączyć magnetofon z kanału 2 na kanał 1 (rys. 1 odc. 1),
4 — zweryfikować poleceniem **VERIFY** „pr tur" **ENTER**

Po ukazaniu się napisu O.K. uznajemy, że wynik ćwiczenia jest zadowalający.

## ĆWICZENIA DO SAMODZIELNEGO WYKONANIA

Ćwiczenie 5

Popraw błędy w następujących programach

A. Program obliczania temperatur w skali Fahrenheita równoważnych temperaturom w skali Centigrade. Zależność między skalami jest następująca: f = 1.8*C+32

```
7A   1Ø PRINT „CENT". „FAHR"
     2Ø PRINT
     3Ø LET c=15
     4Ø LET f=1.8*c+32
     5Ø PRINT c,f
     6Ø LET c=c+1
     7Ø IF c>31 THEN GO TO 4Ø
     8Ø STOP
```

B.

```
7B   1Ø LET a$=„*"
     2Ø PRINT a$
     3Ø LET a$=„**"
     4Ø IF a$< >„********" THEN GO TO 2Ø
     5Ø STOP
```

Ćwiczenie 6

Oto program wyświetlający tablicę iloczynów liczb zmienianych przez użytkownika.

```
8a   1Ø INPUT „Wpisz dowolna liczbe";m
     2Ø LET j=1
     3Ø PRINT j;"razy";m;"=";j*m
     4Ø LET j=j+1
     5Ø IF j<=12 THEN GO TO 3Ø
     6Ø STOP
```

Wykonaj ten program.

Zmodyfikuj rozmieszczenie wydruków na ekranie na bardziej czytelne.

Ćwiczenie 7

A. Napisz program, który oblicza średnią skuteczność piłkarza wg wzoru:

100*gole/strzały

Dane wprowadzane: nazwisko, gole, strzały

Dane wyjściowe: nazwisko, średnia skuteczność

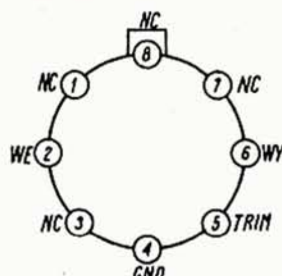
B. Napisz program obliczający Twój wiek w miesiącach (ewentualnie z możliwością obliczenia w dniach).

C. Napisz program obliczający tygodniowy zarobek pracownika.

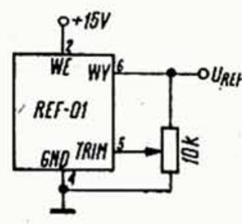
Dane wejściowe: liczba przepracowanych godzin

płaca/h-200 zł/h

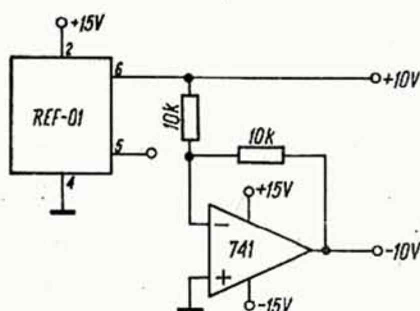
Gdy liczba przepracowanych godzin przekroczy 40, płaca jest zwiększona o 50%.



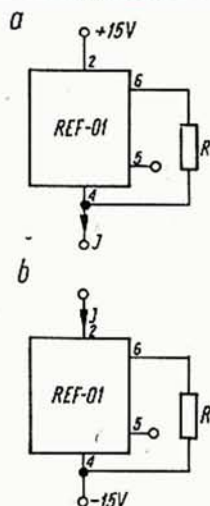

Rys. 1. Rozkład wyprowadzeń układu REF-01




Rys. 2. Układ z możliwością regulacji napięcia wyjściowego $U_{REF}$




Rys. 3. Symetryczne źródło napięcia odniesienia ±10 V




Rys. 4. Źródło prądu a — wypływającego, b — wpływającego

skano dzięki temu niski poziom szumów wyjściowych. Niektóre parametry układów serii REF-01 są ujęte w tablicy 1.

Źródła napięcia odniesienia serii REF-01 znalazły zastosowanie w układach przetworników a/c i c/a. Kilka typowych zastosowań omówiono poniżej.

Na rys. 2 przedstawiono sposób połączenia układu REF-01 dający możliwość regulacji (adiustacji) napięcia wyjściowego. Napięcie wyjściowe może być w tym układzie ustalone w granicach 10 V ± 300 mV. Umożliwia to skompensowanie niektórych błędów całego układu przez dobór napięcia odniesienia innego niż 10 V. Oczywiście napięcie wyjściowe można dobrać dokładnie równe 10,000 V lub np. 10,240 V (co jest wymagane w niektórych przetwornikach). Współczynnik temperaturowy zmienia się o ok. 0,7 ppm/°C przy zmianie napięcia wyjściowego o 100 mV (ppm – ang. parts per million $= 10^{-6}$).

Zastosowanie wzmacniacza operacyjnego pracującego w konfiguracji inwertera umożliwia uzyskanie symetrycznego źródła napięcia odniesienia (rys. 3).

Układy serii REF-01 mogą być również wykorzystane jako źródła prądu wpływającego lub wypływającego. Na rys. 4a przedstawiono proste źródło prądu wypływającego, a na rys. 4b źródło prądu wpływającego. W obu wypadkach wydajność prądowa źródła jest określona wzorem:

$$I = \frac{10\ V}{R} + I_p$$

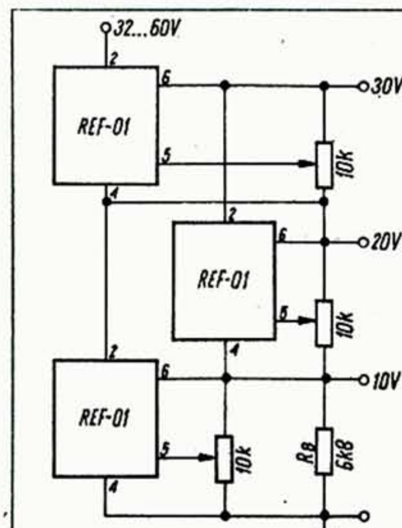
w którym symbol $I_p$ oznacza prąd pobierany przez układ REF-01; jego typowa wartość wynosi 1 mA.

W podanych układach źródeł spadek napięcia na układzie REF-01 nie może być mniejszy niż 3 V i nie może przekroczyć napięcia dopuszczalnego dla danej wersji układu.

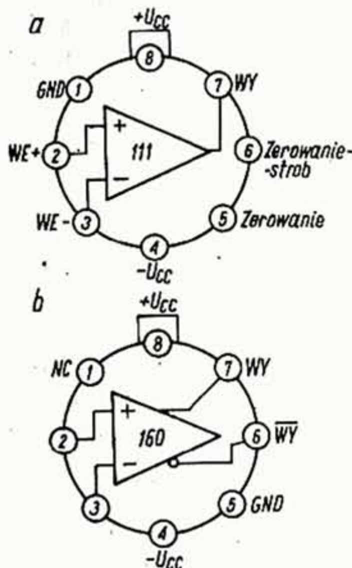
Trzy układy REF-01 mogą być połączone (rys. 5) w sposób zapewniający otrzymanie jednocześnie trzech napięć odniesienia o wartościach 10, 20 i 30 V. Zaletą układu jest to, że zmiana napięcia wejściowego praktycznie nie wpływa na napięcia stabilizowane 10 i 20 V, gdyż układy REF-01 wytwarzające napięcie 10 i 20 V są zasilane napięciem już stabilizowanym. Rezystor Rs jest włączony w celu zapewnienia przepływu prądu polaryzującego układ REF-01 stabilizujący napięcie 20 V.

## KOMPARATOR NAPIĘCIA

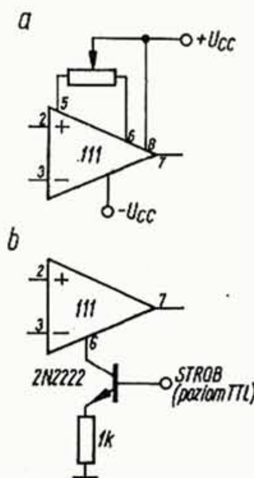
Ponieważ przetwornik DAC-08 (oznaczenie TESLI: MDAC08) jest przetwornikiem szybkim (typowy czas ustalania prądu wejściowego — 85 ns), szybkość działania zbudowanego przy jego użyciu przetwornika kompensacyjnego w dużej mierze zależy od szybkości działania elementów współpracujących (komparator, rejestr aproksymacyjny). W związku z tym omówimy tu dwa typy komparatorów: precyzyjny (typ 111) i szybki (typ 160). Komparator precyzyjny typu 111 jest produkowany przez firmę Tesla pod nazwami MAC111 i MAB111, natomiast komparator szybki 160 jest oznaczany symbolami MAC160 i MAB360. Układy te są odpowiednikami układów LM111, LM311 i LM160, IM360 firmy National Semiconductor. Wybrane parametry komparatorów są podane w tablicy 2, natomiast ich obudowy przedstawione na rys. 6.




Rys. 5. Źródło napięć odniesienia o trzech wartościach napięcia




Rys. 6. Rozkład wyprowadzeń komparatorów typu 111 i 160




Rys. 7. Sposób korzystania z wejść a — zerujących, b — strobującego

T a b l i c a 1. **Parametry źródeł napięcia odniesienia serii REF-01**

| | MAC01 | MAB01 | MAB01D | Jedn. |
|---|---|---|---|---|
| Zakres temperatur pracy | $-55 \div +125$ | $0 \div +70$ | $0 \div +70$ | °C |
| Dopuszczalna moc strat | 500 | 500 | 500 | mW |
| Zakres napięć wejściowych | $12 \div 40$ | $12 \div 40$ | $12 \div 30$ | V |
| Pobór prądu | 1 | 1 | 1 | mA |
| Napięcie wyjściowe | $9{,}95 \div 10{,}05$ | $9{,}95 \div 10{,}05$ | $9{,}85 \div 10{,}15$ | V |
| Współczynnik stabilizacji od zmian:<br>napięcia wejściowego<br>prądu wyjściowego | <br>0,006<br>0,006 | <br>0,006<br>0,006 | <br>0,012<br>0,009 | <br>%/V<br>%/mA |
| Zakres regulacji<br>napięcia wyjściowego | $\pm 3{,}3$ | $\pm 3{,}3$ | $\pm 3{,}3$ | % |
| Obciążalność prądowa | 21 | 21 | 21 | mA |
| Prąd zwarcia | 30 | 30 | 30 | mA |
| Dryft temperaturowy<br>napięcia wyjściowego | 10 | 10 | 70 | ppm/°C |

T a b l i c a 2. **Parametry komparatorów 111 i 160**

| | MAC111 | MAB311 | MAC160 | MAB36 | Jedn. |
|---|---|---|---|---|---|
| Zakres temperatur pracy | $-55 \div +125$ | $0 \div +70$ | $-55 \div +125$ | $0 \div +70$ | °C |
| Napięcie zasilające (max) | $\pm 18$ | $\pm 18$ | $\pm 8$ | $\pm 8$ | V |
| Wejściowe napięcie niezrównoważenia | 0,7 | 2 | 2 | 2 | mV |
| Wejściowy prąd polaryzacji | 60 | 100 | 5000 | 5000 | nA |
| Wejściowy prąd niezrównoważenia | 4 | 6 | 500 | 500 | nA |
| Czas ustalania napięcia wyjściowego | 200 | 200 | 13 | 13 | ns |

T a b l i c a 3. **Opis działania aproksymacyjnego 2502**

| Numer zbocza zegarowego | Wejścia | | Wyjścia | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | D | S | D0 | Q7 | Q6 | Q5 | Q4 | Q3 | Q2 | Q1 | Q0 | $\overline{Qcc}$ |
| 0 | X | L | X | X | X | X | X | X | X | X | X | X |
| 1 | D7 | H | X | L | H | H | H | H | H | H | H | H |
| 2 | D6 | H | D7 | D7 | L | H | H | H | H | H | H | H |
| 3 | D5 | H | D6 | D7 | D6 | L | H | H | H | H | H | H |
| 4 | D4 | H | D5 | D7 | D6 | D5 | L | H | H | H | H | H |
| 5 | D3 | H | D4 | D7 | D6 | D5 | D4 | L | H | H | H | H |
| 6 | D2 | H | D3 | D7 | D6 | D5 | D4 | D3 | L | H | H | H |
| 7 | D1 | H | D2 | D7 | D6 | D5 | D4 | D3 | D2 | L | H | H |
| 8 | D0 | H | D1 | D7 | D6 | D5 | D4 | D3 | D2 | D1 | L | H |
| 9 | X | H | D0 | D7 | D6 | D5 | D4 | D3 | D2 | D1 | D0 | L |
| 10 | X | X | X | D7 | D6 | D5 | D4 | D3 | D2 | D1 | D0 | L |

Komparator typu 111 jest układem stosunkowo wolnym, ale mającym dobre parametry wejściowe określające dokładność. Jego dużą zaletą jest możliwość pracy z napięciami zasilającymi o różnych wartościach. Można go, np. zasilać napięciem niesymetrycznym +5 V/0 V. Dzięki temu może bezpośrednio współpracować z popularnymi układami cyfrowymi. Komparator ma ponadto możliwość zerowania napięcia niezrównoważenia oraz strobowania.

Strobowanie polega na tym, że jeżeli do wejścia strobującego zostanie doprowadzone napięcie niższe od pewnej wartości progowej, to na wyjściu komparatora będzie utrzymywany stan wysoki niezależnie od wysterowania wejść. Przyłożenie do wejścia strobującego napięcia wyższego od wartości progowej powoduje normalną pracę komparatora, tzn. na jego wyjściu ustali się stan zależny od sygnałów wejściowych.

Na rys. 7 przedstawiono sposób korzystania z wejść zerujących i strobującego. Należy pamiętać o tym, żeby nie dołączać wejścia strobującego na stałe do masy.

Komparator 160 jest bardzo szybkim układem przewidzianym do bezpośredniej współpracy z układami TTL. Pracuje z typowym napięciem zasilającym ±5 V. Wyposażony jest w dwa komplementarne wyjścia. Nie ma żadnych dodatkowych wejść sterujących lub regulacyjnych.

## REJESTR APROKSYMACYJNY

Firma Tesla wytwarza dwa typy rejestrów aproksymacyjnych: 8-bitowy MHC/MHB 1502 oraz 12-bitowy MHC/MHB 1504. Układy te są odpowiednikami rejestrów AM 2502 i AM 2504 firmy Advanced Micro Devices. Podobnie jak w poprzednich układach, litera C w oznaczeniu oznacza zakres temperatur pracy $-55 \div +125$ C, natomiast litera B: $0 \div +70$°C. Ponadto układy MHC różnią się od układów MHB poborem mocy i tolerancją napięcia zasilającego. Rejestry aproksymacyjne są układami TTL. W dalszym ciągu artykułu będzie opisany tylko układ 2502.

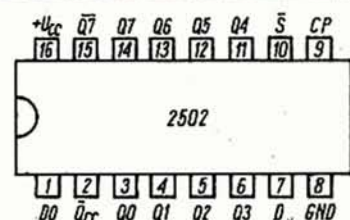
Na rys. 8 jest przedstawiony rozkład wyprowadzeń rejestru aproksymacyjnego 2502. Układ ma trzy wejścia:

CP — wejście zegarowe
D — szeregowe wejście danych
$\overline{S}$ — start konwersji.

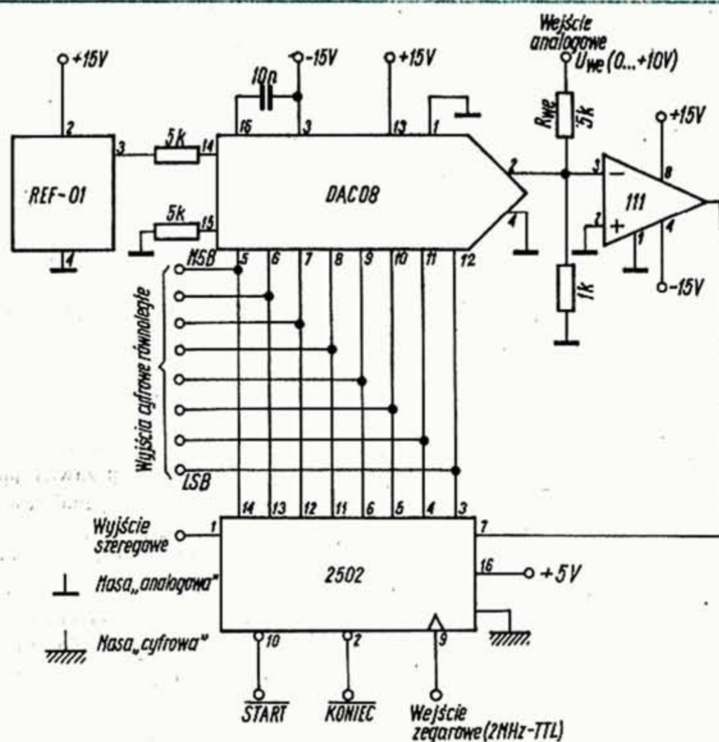
Wyjściami układu są:

DO — szeregowe wyjście danych
Q0÷Q7 równoległe wyjście danych (Q7 = MSB)
$\overline{Q7}$ — komplementarne wyjście MSB
$\overline{Qcc}$ — koniec konwersji

Praca rejestru jest synchronizowana impulsami zegarowymi przyłączanymi do wejścia CP. Wszelkie zmiany stanu rejestru zachodzą w momentach wyznaczonych przez narastające zbocze sygnału zegarowego. Rejestr jest zerowany za każdym razem, gdy w czasie dodatkowego zbocza sygnału zegarowego na wejściu $\overline{S}$ jest niski poziom logiczny. Następuje wówczas jednoczesne ustawienie niskiego poziomu logicznego na wyjściu Q7 i wysokich poziomów logicznych na pozostałych wyjściach rejestru. Po wyzerowaniu rejestru należy zmienić poziom sygnału $\overline{S}$ na wysoki, co inicjuje pracę rejestru. Pierwsze zbocze narastające sygnału zegarowego powoduje wówczas przepisanie stanu logicznego z wejścia D na wyjście Q7 i jednocześnie sprowadzenie napięcia na wyjściu Q6 do poziomu niskiego. Następne zbocze narastające powoduje przepisanie stanu z wejścia D na wyjście Q6 i ustalenie na wyjściu Q7 niskiego poziomu logicznego. Operacja ta jest powtarzana dla coraz młodszych bitów rejestru. Po dziewiątym zboczu zegara, tzn. gdy zostaje ustawione




**Rys. 8. Rozkład wyprowadzeń rejestru aproksymacyjnego 2502**




Rys. 9. Schemat 8-bitowego kompensacyjnego przetwornika a/c

wyjście Q0, następuje zablokowanie pracy rejestru i ustawienie niskiego poziomu na wyjściu $\overline{Qcc}$. Kolejne impulsy zegarowe powodują od tego momentu zmiany stanu rejestru, aż do chwili wyzerowania go sygnałem $\overline{S}$. Opisane tu działanie rejestru aproksymacyjnego jest przedstawione w sposób symboliczny w tablicy 3.

Maksymalne czasy propagacji rejestru 2502 od zbocza sygnału zegarowego do zmiany napięcia na wyjściu wynoszą 40÷÷45 ns, natomiast maksymalna częstotliwość sygnału zegarowego jest równa 15 MHz.

## KOMPENSACYJNY PRZETWORNIK a/c

Na rys. 9 przedstawiono schemat 8-bitowego kompensacyjnego przetwornika a/c zbudowanego z wyżej omówionych elementów. Układ REF-01 stanowi źródło napięcia odniesienia przetwornika c/a typu DAC-08. Wyjście (prądowe) przetwornika jest dołączone do wejścia komparatora. Do tego samego wejścia komparatora jest również dołączone przez rezystor $R_{we}$ wejściowe napięcie mierzone. Wartość rezystora jest tak dobrana, że przetwarzane są napięcia z zakresu 0÷+10 V. Zakres ten może być zmieniony przez zastosowanie rezystora o innej wartości, np. dla $R_{we}$ = 10 kΩ można zmierzyć napięcia 0÷+20 V.

Drugie wejście komparatora jest dołączone do masy. Sygnał z wyjścia komparatora steruje szeregowym wejściem rejestru aproksymacyjnego. W ten sposób kolejny stan rejestru zależy od wyniku porównania wartości sygnału wejściowego z wartością sygnału odpowiadającego aktualnej zawartości rejestru.

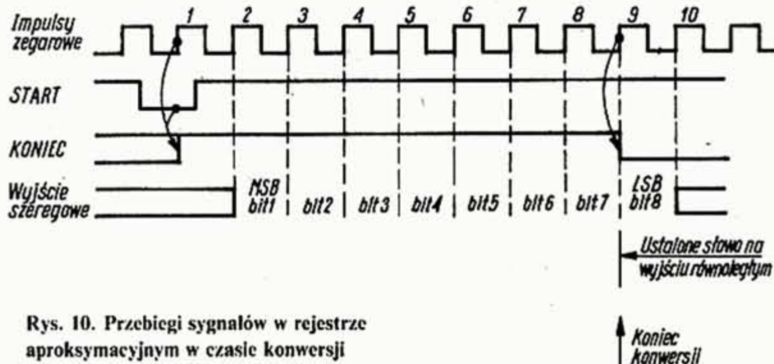
Wyjścia rejestru aproksymacyjnego są dołączone bezpośrednio do wejść cyfrowych przetwornika c/a i jednocześnie wykorzystane jako równoległe wyjście przetwornika a/c. Do wejścia zegarowego rejestru należy przyłączyć generator zegarowy generujący sygnały o poziomach TTL. Maksymalna częstotliwość sygnału zegarowego może wynosić ok. 2 MHz. Otrzymuje się wówczas całkowity czas przetwarzania, równy ok. 4 µs. Można oczywiście zastosować wolniejszy zegar, ale wówczas wydłuża się czas przetwarzania.

Start konwersji inicjuje się przez przyłączenie do wejścia $\overline{\text{START}}$ niskiego poziomu logicznego. Dla prawidłowego zadziałania rejestru aproksymacyjnego poziom ten trzeba utrzymać co najmniej w czasie jednego zbocza narastającego impulsu zegarowego (rys. 10). W czasie kolejnych impulsów zegarowych na wyjściu szeregowym rejestru pojawiają się bity słowa wyjściowego, począwszy od MSB. Dziewiąty impuls zegarowy powoduje ustawienie niskiego poziomu na wyjściu $\overline{\text{KONIEC}}$, sygnalizując w ten sposób zakończenie konwersji. Jednocześnie z tym sygnałem na wyjściu równoległym zostaje ustawione pełne słowo wyjściowe (starsze bity tego słowa zostały ustawione już wcześniej — por. tablica 3). Po odczycie wyniku konwersji, sygnałem $\overline{\text{START}}$ można zainicjować następny cykl przetwarzania.

Przez połączenie wyjścia $\overline{\text{KONIEC}}$ z wejściem $\overline{\text{START}}$ otrzymuje się automatyczną inicjację następnego cyklu konwersji po zakończeniu bieżącego. Do odczytania wyniku konwersji można w tym wypadku wykorzystać narastające zbocze impulsu zegarowego 10.

W omówionym układzie ograniczenie szybkości przetwarzania wynika z czasu zadziałania komparatora i czasów propagacji rejestru aproksymującego. Zastępując komparator typu 111 komparatorem typu 160 można uzyskać zmniejszenie czasu konwersji do ok. 2 µs. Dalsze przyspieszenie działania przetwornika a/c osiągnie się zastępując układ 2502 rejestrem aproksymacyjnym, zbudowanym z elementów TTL serii S. Minimalna wartość czasu przetwarzania wynosi wówczas ok. 1 µs.

Przy montażu przetwornika należy przestrzegać wszystkich zasad obowiązujących w układach szybkich (blokowanie zasilania, krótkie połączenia itd.). Ponadto w celu zmniejszenia zakłóceń trzeba rozdzielić obwody zasilające układy analogowe i cyfrowe (masy „analogowa" i „cyfrowa" — połączone w jednym punkcie przy zasilaczu).




Rys. 10. Przebiegi sygnałów w rejestrze aproksymacyjnym w czasie konwersji

LITERATURA


1. Tesla. Katalog układów scalonych
2. Tesla. Katalog Novinky 1984
3. National Semiconductor. Katalog układów scalonych 1984
4. PMI. Katalog układów scalonych 1986

# Odbiornik telewizji kolorowej ELEKTRONIKA C432 (2)

Na wejściu modułu chrominancji AS6 (rys. 2) znajduje się filtr środkowo-przepustowy, złożony z elementów L3 i C3, na którym następuje wydzielenie sygnału chrominancji. Filtr ma charakterystykę dzwonową o częstotliwości środkowej 4,286 MHz. Wydzielony sygnał chrominancji jest doprowadzany przez kondensator C2 do układu scalonego US1, pracującego w układzie wzmacniacza-ogranicznika. Na wyjściu tego układu znajduje się filtr dolnoprzepustowy, składający się z elementów L5, C47, R50 i C44, który tłumi wyższe harmoniczne sygnałów chrominancji. Sygnał po przejściu przez ten filtr jest doprowadzany do wejścia układu scalonego US2 (końcówka 5).

Układ scalony US2 pełniący funkcję wzmacniacza-ogranicznika ma trzy wyjścia. Z pierwszego (końcówka 7) sygnał jest doprowadzany do jednego z wejść przełącznika elektronicznego, pracującego z diodami D1 ÷ D4, z drugiego (końcówka 2) — do wejścia linii opóźniającej chrominancji LO1 o opóźnieniu 64 µs, a z trzeciego (końcówka 9) — dodatkowo wzmocniony sygnał przez wzmacniacz-ogranicznik jest doprowadzany do obwodów synchronizacji kolorów, znajdujących się w układzie scalonym US5. Linia opóźniająca LO1 jest dopasowana na wejściu i wyjściu za pomocą dławików L1 i L2 oraz rezystorów R23 i R35. Opóźniony przez nią sygnał jest doprowadzany do wejścia układu scalonego US3 (końcówka 1). Układ scalony US3 ma taką samą strukturę wewnętrzną jak układ US2. Pobierane są z niego tylko dwa sygnały; pierwszy (przez końcówkę 7) — opóźniony i odpowiednio wzmocniony, jest doprowadzany do drugiego wejścia przełącznika elektronicznego, pracującego z diodami D1 ÷ D4, a drugi (przez końcówkę 9) — także opóźniony, ale bardziej wzmocniony jest doprowadzany do drugiego wejścia układu scalonego US5, w którym znajdują się obwody synchronizacji kolorów. Rezystor nastawny R36 umożliwia ustalenie odpowiedniego poziomu sygnału opóźnionego.

Do wyjść wzmacniaczy-ograniczników znajdujących się w układach scalonych US2 i US3 (końcówka 9) są dołączone obwody identyfikacji kolorów, dostrojone odpowiednio do częstotliwości 3,9 MHz (częstotliwość sygnału ientyfikacji linii „niebieskich") oraz do częstotliwości 4,756 MHz (częstotliwość identyfikacji linii „czerwonych"). Sygnały wydzielane przez te obwody są doprowadzane do układu scalonego US5 przez jego końcówki 9 i 3. Do układu US5 są doprowadzane także impulsy gaszące odchylania pionowego (przez końcówkę 1). Na jego wyjściu (końcówka 8) jest uzyskiwany ciąg impulsów o częstotliwości półliniowej ($\frac{1}{2} f_H$), ale tylko wtedy, gdy podczas impulsu gaszącego ramki przez tor bezpośredni przechodzi sygnał linii „czerwonej", a przez tor opóźniony — sygnał linii „niebieskiej". Faza tych impulsów jest zależna od zgodności następowania linii „czerwonych" i „niebieskich".

Do elektronicznego przełącznika torów pracującego z diodami D1 ÷ D4, oprócz sygnałów z toru bezpośredniego i opóźnionego są doprowadzane także impulsy prostokątne o polaryzacji ujemnej i dodatniej z przerzutnika bistabilnego pracującego z układem scalonym US4. Przerzutnik jest sterowany impulsami powrotów linii, doprowadzanymi do końcówki 1 układu US4 oraz impulsami korekcji fazy, doprowadzanymi do końcówki 3 układu z obwodów synchronizacji kolorów.

Podczas odbioru obrazu kolorowego i przy prawidłowej fazie komutacji sygnałów bezpośredniego i opóźnionego, na końcówce 7 układu scalonego US5 pojawia się napięcie +10,5 V. Napięcie to, doprowadzone do końcówek 7 układów scalonych US6 i US7, zapewnia normalną pracę toru chrominancji. W wypadku odbioru obrazu czarno-białego nie ma tego napięcia na końcówkach 7 układów US6 i US7 i w związku z tym tor chrominancji jest zablokowany. Tor ten jest zablokowany także podczas odbioru programu kolorowego, jeżeli doprowadzanie tego napięcia zostanie przerwane ręcznie, za pomocą wyłącznika kolorów S1.

Z wyjść przełącznika elektronicznego, pracującego z diodami D1 ÷ D4, sygnał podnośnej chrominancji zawierający linie niosące informacje o kolorze czerwonym i sygnał zawierający linie niosące informacje o kolorze niebieskim są doprowadzane do wejść układów scalonych US6 i US7 (końcówki 1), pełniących funkcje wzmacniaczy-ograniczników. Po wzmocnieniu ich przez te wzmacniacze-ograniczniki i dalej przez wzmacniacze pracujące z tranzystorami T1 i T2, sygnały podnośnych chrominancji są doprowadzane do dyskryminatorów chrominancji, pracujących z diodami D6 i D7 oraz D8 i D9. Obwody referencyjne dyskryminatorów są dostrojone odpowiednio do częstotliwości 4,406 i 4,250 MHz.

W wyniku demodulacji są uzyskiwane sygnały różnicowe R-Y i B-Y. Sygnały te po przejściu przez filtry z dławikami L17 i L18, służące do stłumienia podnośnych chrominancji, są doprowadzane do wtórników emiterowych, pracujących z tranzystorami T3 i T5 oraz T4 i T6, a następnie do matrycy „zieleni" znajdującej się w module wzmacniaczy wizyjnych AS7. Rezystory nastawne R15 i R28, znajdujące się w module AS6 są przeznaczone do ustalania odpowiednich poziomów sygnałów podnośnych chrominancji, a rezystory nastawne R28 i R29, znajdujące się na płycie głównej bloku — do korekcji odcieni kolorów.

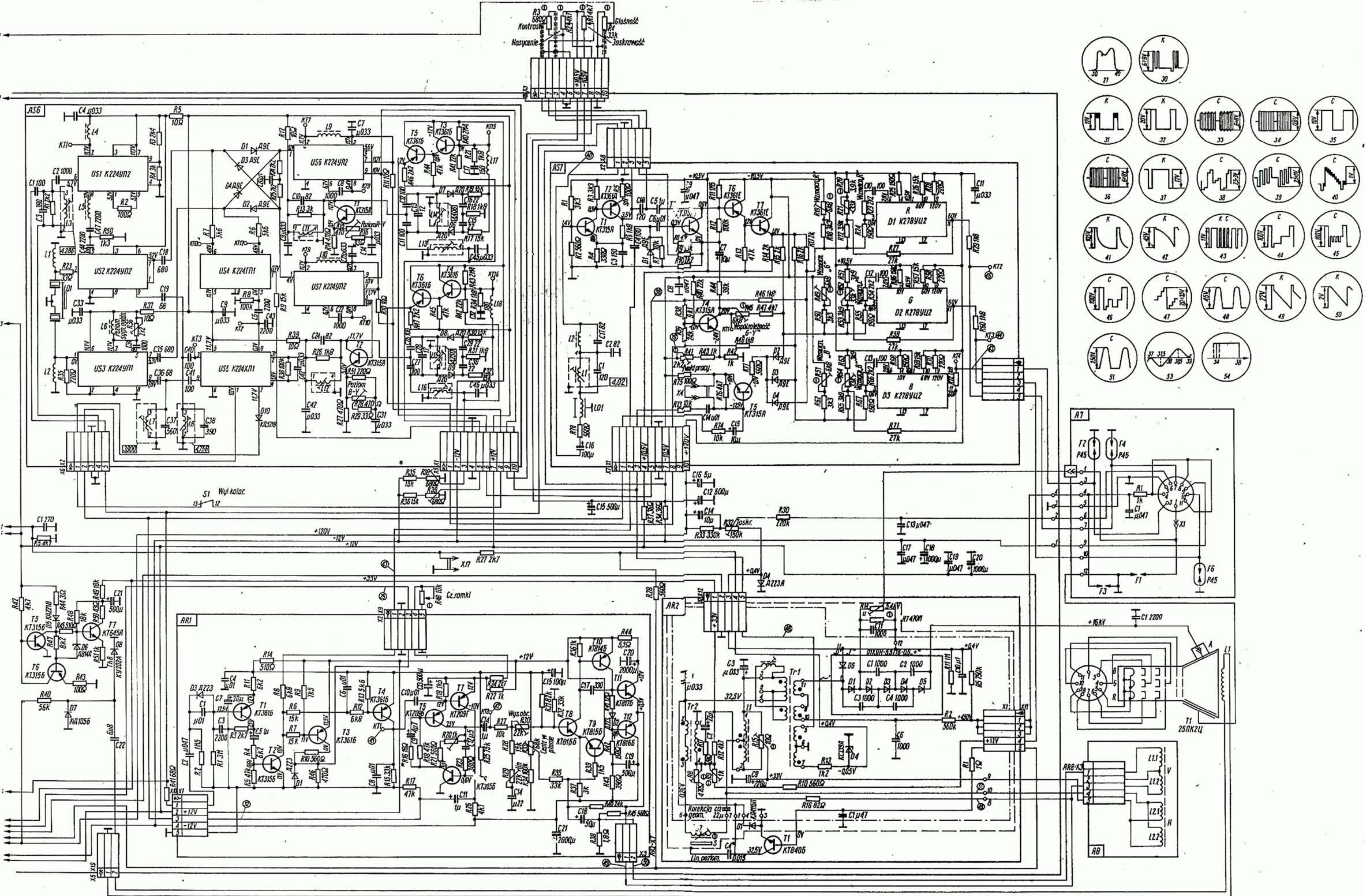
Na wejściu modułu wzmacniaczy wizyjnych AS7 znajduje się matryca złożona z rezystorów R38 i R39. Uzyskiwany na jej wyjściu sygnał różnicowy G-Y jest doprowadzany do wzmacniacza pracującego z tranzystorem T4. Wzmacniacz ten zmienia jednocześnie fazę sygnału. Rezystor nastawny R45 umożliwia regulację amplitudy sygnału różnicowego G-Y w celu ustalenia prawidłowych współzależności między sygnałami luminancji i chrominancji, zaś rezystor nastawny R41 jest przeznaczony do ustalenia warunków pracy wzmacniacza pracującego z tranzystorem T4 (przy prądzie stałym).

Macierze R, G, B złożone z rezystorów R17 i R46, R15 i R47 oraz R16 i R48 służą do sumowania sygnałów różnicowych chrominancji R-Y, G-Y i B-Y z sygnałem luminancji Y w celu uzyskania sygnałów kolorów podstawowych R, G, B. Sygnały różnicowe chrominancji R-Y i B-Y są doprowadzane do wejść macierzy z modułu chrominancji AS6, a sygnał G-Y — z wyjścia wzmacniacza pracującego z tranzystorem T4, znajdującego się w module AS7.

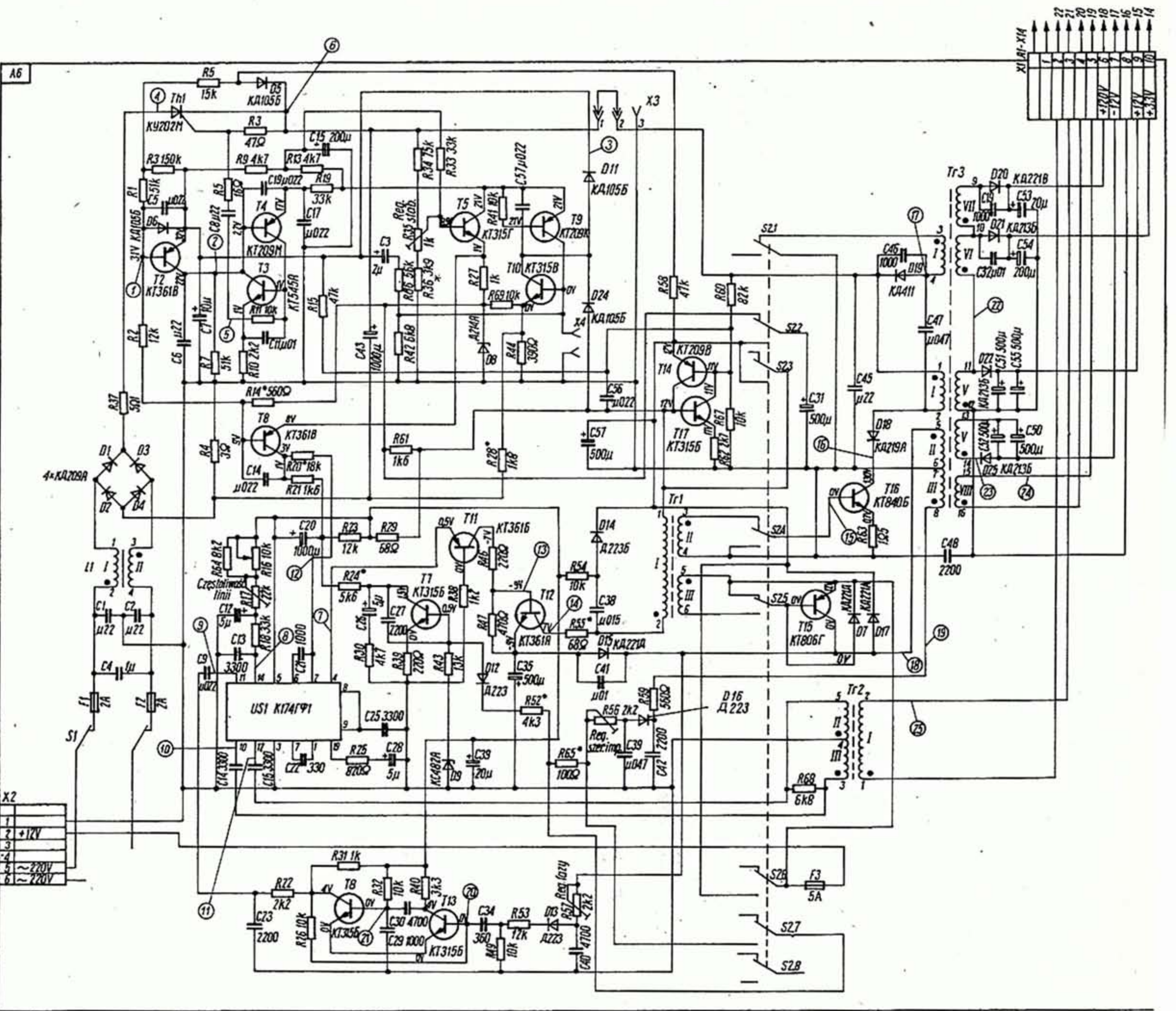
Doprowadzany do macierzy R, G, B sygnał luminancji Y jest wzmacniany i kształtowany w układach pracujących z tranzystorami T1, T2, T3, T6 i T7, znajdujących się w module AS7.

Do wejścia toru luminancji (linia opóźniająca LO1 o opóźnieniu 0,55 µs) jest doprowadzany zespolony sygnał wizyjny z wyjścia wzmacniacza p.cz. wizji. Zadaniem linii opóźniającej jest kompensacja opóźniania się sygnałów różnicowych chrominancji w dekoderze w stosunku do sygnału luminancji, uwarunkowanego różnicą pasma przenoszenia toru chrominancji i toru luminancji.

Na wyjściu linii opóźniającej znajduje się filtr tłumiący sygnały podnośnych chrominancji w całkowitym sygnale wizyjnym. Po przejściu sygnału przez filtr jest on wzmacniany przez dwustop-



Rys. 2. Schemat modułu chrominancji



Rys. 3. Schemat bloku zasilania

niowy wzmacniacz, pracujący z tranzystorami T1 i T2. Na wyjściu tego wzmacniacza znajduje się regulator kontrastu R3. Z jego suwaka sygnał jest doprowadzany do złożonego wtórnika emiterowego, pracującego z tranzystorami T6 i T7. Ponieważ kondensator C5 wyklucza możliwość przejścia składowej stałej przez tor luminancji, w odbiorniku zastosowano dodatkowy kluczowany układ, pracujący z tranzystorem T5, który zapewnia jej odtworzenie (stabilizacja poziomu czerni).

Wzmacniacze wizyjne R, G, B pracują z układami scalonymi US1, US2 i US3. Oprócz sygnałów podstawowych do wejść tych wzmacniaczy są doprowadzane poziome i pionowe impulsy gaszące w celu gaszenia strumieni kineskopu w czasie powrotów linii i ramki. Impulsy gaszące są doprowadzane z układu pracującego z tranzystorem T5 i diodami D2÷D4. Zmienne rezystory R19, R49 i R61 znajdujące się w układach wzmacniaczy, służą do ustalenia stałych napięć na ich wyjściach, a rezystory nastawne R21, R52 i R64 — do ustalenia amplitud wyjściowych sygnałów chrominancji. Elementy C10 i R23, C12 i R54 oraz C13 i R66, dołączone między końcówki 6 i 5 układów scalonych, znajdują się w pętlach sprzężenia zwrotnego, które zapobiega samowzbudzaniu się wzmacniaczy.

Na wejściu modułu AR1 (moduł odchylania pionowego) znajduje się selektor amplitudy impulsów. Pracuje on z tranzystorem T1. Do bazy tranzystora jest doprowadzany zespolony sygnał wizyjny z wtórnika emiterowego (tranzystor T4 znajdujący się na płycie A1) układu połączenia z magnetowidem. Dioda D3 i kondensator C1 umieszczone na wejściu selektora stanowią filtr tłumiący zakłócenia impulsowe, a kondensator C3 służy do tłumienia sygnałów zakłócających o wielkiej częstotliwości.

W celu zapewnienia dobrej jakości wydzielania impulsów synchronizacji, za selektorem umieszczono wzmacniacz-ogranicznik, pracujący z tranzystorem T2.

Z kolektora tranzystora T2 „ujemny grzebień" impulsów synchronizacji o wartości międzyszczytowej 11 V jest doprowadzany przez rezystor R8 do układu stabilizacji poziomu czerni, znajdującego się w module wzmacniaczy wizyjnych AS7 oraz do obwodu całkującego wydzielania pionowych impulsów synchronizacji w module AR1, składającego się z elementów R6 i C6. Z obwodu całkującego impulsy synchronizacji ramki są doprowadzane do wzmacniacza-ogranicznika, pracującego z tranzystorem T4, a następnie po odpowiednim ich ukształtowaniu — przez kondensator C10 do generatora odchylania pionowego, który pracuje z tranzystorami T5 i T6 (generator fantastronowy). Częstotliwość drgań generatora można zmieniać ręcznie za pomocą potencjometru R46, umieszczonego na płycie głównej bloku A1, zaś szerokość impulsów powrotów — za pomocą rezystora nastawnego R20.

Z wyjścia generatora (kolektor tranzystora T5) napięcie piłokształtne jest doprowadzane do obwodu całkującego (R27, R28, R29 i C15), a następnie przez rezystor nastawny R30 (regulacja wysokości obrazu) do wzmacniacza różnicowego, pracującego z tranzystorami T8 i T9. Rezystor nastawny R29 służy do regulacji liniowości obrazu w pionie.

Wzmocnione przez wzmacniacz różnicowy napięcie piłokształtne jest doprowadzane do wejścia beztransformatorowego wzmacniacza mocy odchylania pionowego, pracującego z tranzystorami T10÷T12. Wzmacniacz mocy jest zasilany napięciem symetrycznym +12 i −12 V.

Tranzystor T3 w module AR1 pracuje w kluczowanym układzie wzmacniacza-ogranicznika, kształtującego impulsy synchronizacji linii. Z jego wyjścia impulsy synchronizacji są doprowadzane do uzwojenia 1—2 transformatora Tr2, znajdującego się w bloku zasilania A6 (rys. 3), ponieważ generator odchylania poziomego pełni jednocześnie funkcję generatora przetwornicy napięcia zasilającego. Z uzwojenia 3-4-5 transformatora Tr2 impulsy synchronizacji są doprowadzane do końcówek 10 i 12 układu scalonego US1 (wejście układu ARCziF).

Piłokształtne napięcie porównawcze, niezbędne do pracy układu ARCziF, jest wytwarzane za pomocą multiwibratora, pracującego z tranzystorami T8 i T13 oraz obwodu całkującego, złożonego z elementów R22 i C23. Multiwibrator jest uruchomiany za pomocą impulsu doprowadzanego z uzwojenia 5—6 transformatora przetwornicy Tr3. Zmianę fazy obrazu względem impulsów synchronizacji można dokonywać za pomocą rezystora nastawnego R57.

Napięcie wyjściowe z układu ARCziF jest doprowadzane przez dwa wtórniki emiterowe, znajdujące się wewnątrz układu scalonego oraz obwód całkujący, składający się z rezystora umieszczonego wewnątrz układu scalonego i elementów zewnętrznych R25, C28, do generatora poziomego odchylania, który znajduje się w tym samym układzie scalonym.

Na wyjściu generatora są uzyskiwane wąskie impulsy dodatnie o wartości międzyszczytowej zbliżonej do wartości napięcia zasilania układu scalonego. Częstotliwość ich zależy od czasu ładowania kondensatora C13 oraz od wielkości napięcia doprowadzanego do generatora z układu ARCziF. Czas ładowania kondensatora C13, a więc i częstotliwość linii można zmieniać za pomocą potencjometru R16 (na tylnej ściance odbiornika) oraz rezystora nastawnego R17 (regulacja wstępna).

Z wyjścia generatora linii napięcie impulsowe jest doprowadzane do układu regulacji szerokości impulsów, znajdującego się wewnątrz układu scalonego. W wyniku działania układu regulacji szerokości impulsów, na wyjściu układu scalonego (końcówka 4) uzyskuje się falę impulsów prostokątnych o częstotliwości linii i współczynniku wypełnienia bliskim 2. Do elementów zewnętrznych, które mają wpływ na szerokość uzyskiwanych impulsów należą: C21, R21 i R23.

Impulsy prostokątne uzyskiwane na wyjściu układu scalonego są doprowadzane do wtórnika emiterowego, pracującego z tranzystorem T11, a następnie do wzmacniacza, pracującego z tranzystorem T12. Ten ostatni jest obciążony transformatorem Tr1, który zapewnia odpowiednie dopasowanie wzmacniacza z następnymi stopniami, pracującymi z tranzystorami T15 i T16 oraz zapobiega uszkadzaniu się tranzystora T12 w wypadku uszkodzenia się tranzystora T15 lub T16 i na odwrót.

W celu zmniejszenia przepięć występujących w uzwojeniu pierwotnym transformatora Tr1 zastosowano obwód tłumiący, złożony z elementów C38, R54 i D14. Energia tłumionych drgań pasożytniczych jest przy tym wykorzystywana do dodatkowego zasilania stabilizatora, pracującego z diodą D9.

Wzmacniacz pracujący z tranzystorem T12 jest zasilany napięciem +12 i −12 V, przy czym napięcie −12 V jest uzyskiwane przez prostowanie za pomocą diody D15 impulsów o częstotliwości linii, indukowanych w uzwojeniu 5–6 transformatora Tr3, podczas pracy przetwornicy.

Wzmocnione przez wzmacniacz pracujący z tranzystorem T15 lub T16 (w zależności od rodzaju zailania) impulsy odchylania poziomego są z uzwojenia wtórnego 15–16 transformatora Tr3, przez zestyki 4 i 5 złącza X1 bloku zasilania A6 doprowadzane do bazy tranzystora T1 w module odchylania poziomego AR2, który wraz z diodą D1 pracuje w układzie klucza diodowo-tranzystorowego pełniącego funkcję końcowego stopnia odchylania poziomego.

Tranzystor T1 przewodzi prąd, gdy do jego bazy zostaje doprowadzony impuls odchylania poziomego o polaryzacji dodatniej. Strumień elektronów jest wtedy odchylany od środka do prawego brzegu ekranu kineskopu. Energia ze źródła zasilania jest przy tym gromadzona w polu magnetycznym transformatora wyjściowego odchylania poziomego Tr2, dławika liniowości L2 i cewek odchylania poziomego.

W momencie, gdy napięcie na bazie tranzystora T1 staje się ujemne, tranzystor przestaje przewodzić. Energia, zgromadzona poprzednio w polu magnetycznym elementów indukcyjnych

układu, pobudza do drgań obwód rezonansowy, który tworzą te elementy indukcyjne wraz z kondensatorami C3 i C4. Na kolektorze tranzystora pojawia się więc napięcie sinusoidalne. Prąd płynący przez cewki zmienia swój kierunek i strumień elektronów zaczyna przemieszczać się szybko od prawego do lewego brzegu ekranu kineskopu (przebieg powrotny). Lewy brzeg ekranu strumień osiąga w momencie kończenia się pierwszej dodatniej półfali napięcia sinusoidalnego.

Gdy napięcie na kolektorze zatkanego w dalszym ciągu tranzystora T1 przechodzi przez „zero", odtyka się dioda D1 i zostają stłumione drgania swobodne w układzie. Prąd płynący przez cewki odchylające zaczyna narastać znowu liniowo, dążąc od maksymalnej wartości ujemnej do zera. Strumień elektronów jest wtedy odchylany od lewego brzegu do środka ekranu (pierwsza część przebiegu roboczego).

Gdy prąd w cewkach odchylających zbliża się do zera, do bazy tranzystora T1 jest doprowadzany kolejny impuls odtykający, rozpoczynający nowy cykl odchylania. Czas powrotu odchylania poziomego można zmieniać, zmieniając pojemność kondensatora C4. Obraz można centrować w poziomie, wprowadzając do układu odchylania dodatkową składową stałą prądu za pomocą potencjometru R15.

Do uzwojenia 1–4 transformatora odchylania poziomego jest doprowadzane przez rezystory R16 i R8 napięcie piłokształtne odchylania pionowego (z cewek odchylających). Dzięki indukcyjności tego uzwojenia i pojemności kondensatora C2, prąd płynący przez uzwojenie ma charakter paraboliczny. Prąd ten płynąc przez uzwojenie 1–4 powoduje określone zmiany indukcyjności uzwojenia 2–3, a więc i pewne zmiany prądu płynącego przez cewki odchylania poziomego. Jest to nic innego, jak korekcja zniekształceń siatki obrazowej typu „poduszka". Wielkość tej korekcji można zmieniać za pomocą rezystora nastawnego R8.

W celu ustalenia odpowiedniego punktu pracy rdzenia transformatora Tr2, do uzwojenia 1–4 jest dodatkowo doprowadzane stałe napięcie polaryzujące +12 V (przez rezystory R10 i R9).

Transformator Tr1 znajdujący się w module AR2 pełni funkcję transformatora wysokiego napięcia. Do jego uzwojenia pierwotnego są doprowadzane impulsy napięcia, pojawiające się w czasie powrotów poziomych strumienia elektronów na kolektorze tranzystora T1. Do wtórnego uzwojenia 10–11 jest dołączony powielacz napięcia, pracujący z sześcioma diodami. Powielacz umożliwia uzyskanie napięcia +450 V do zasilania elektrody przyspieszającej kineskopu, napięcia +5,5 kV do zasilania elektrody ogniskującej kineskopu oraz napięcia +16 kV do zasilania drugiej anody kineskopu. Transformator jest dostrajany do piątej harmonicznej za pomocą dodatkowej cewki strojonej, dołączonej równolegle do jego uzwojenia 3–9.

W celu ochrony stopnia końcowego odchylania poziomego i kineskopu w odbiorniku zastosowano układ ograniczania prądu strumieni kineskopu, składający się z rezystorów R32 i R33 oraz diody D4, zamonowanych na płycie głównej bloku A1. Odbiornik jest także wyposażony w układ zapobiegający wypaleniu plamki na ekranie kineskopu po wyłączeniu odbiornika. Najistotniejszą funkcję w tym układzie pełni kondensator C14, zamontowany na płycie głównej bloku A1, który po wyłączeniu odbiornika podtrzymuje przez kilkanaście sekund napięcie blokujące kineskop.

Odbiornik może być zasilany z sieci 220 $^{+22}_{-44}$ V lub z akumulatora 12 $^{+2,5}_{-1,5}$ V za pomocą wewnętrznego bloku zasilania A6 (rys. 3). W wypadku zasilania odbiornika z sieci napięcie sieciowe jest doprowadzane do prostownika pracującego z diodami D1 ÷ D4. Na jego wyjściu jest uzyskiwane dodatnie napięcie tętniące o amplitudzie rzędu 300 V. Napięcie to jest doprowadzane do stabilizatora tyrystorowego, składającego się z tyrystora Th1 i układu sterowania pracą tyrystora, wykonanego z tranzystorami T2 ÷ T5. Stabilizacja napięcia wyjściowego w tym układzie dokonuje się przez zmiany fazy włączania tyrystora w ciągu kolejnych półfal doprowadzanego do jego anody napięcia zasilającego w taki sposób, aby na kondensatorze filtru C43, dołączonym do wyjścia stabilizatora, była podtrzymywana średnia wartość napięcia +130 V.

Z chwilą pojawienia się napięcia +130 V rozpoczyna pracę wzmacniacz pracujący z tranzystorem T16, który jak wcześniej opisano, jest kluczowany impulsami doprowadzanymi do niego z końcówki 4 układu scalonego US1 przez stopnie dopasowująco-wzmacniające, pracujące z tranzystorami T1 i T12. Do wyjścia wzmacniacza jest dołączone pierwotne uzwojenie 1–2 transformatora Tr3. Prostokątne napięcia impulsowe, uzyskiwane na uzwojeniach wtórnych 13–14 oraz 12 11–10–9 tego transformatora, są prostowane przez diody D20 ÷ D23 i stanowią napięcia wyjściowe bloku zailania +120, +33, +12 i –12 V.

W celu ochrony tranzystora T16, a także i innych elementów przed przeciążeniem w wypadku uszkodzenia się stabilizatora tyrystorowego, powodującego wzrost napięcia zasilającego ponad 140 V, do stabilizatora jest automatycznie dołączany układ pracujący z tranzystorem T18. Powoduje on natychmiastowe zwężenie impulsów sterujących stopień końcowy, pracujący z tranzystorem T16 i tym samym zmniejszenie prądu płynącego przez ten tranzystor oraz zmniejszenie napięć wyjściowych bloku zasilania.

Drugi układ chroniący blok zasilania przed prądami przeciążeniowymi pracuje z tranzystorami T9 i T10. W wypadku zwiększenia się poboru prądu w dowolnej gałęzi zasilania, wzrasta prąd pynący przez rezystor R4 i tym samym spada napięcie na nim. To z kolei powoduje otwarcie tranzystorów T9 i T10 bocznikujących przerzutnik w układzie stabilizatora, pracujący z tranzystorami T4 i T3 i w konsekwencji zablokowanie tyrystora.

Dioda D11 jest przeznaczona do szybkiego doprowadzenia stabilizatora do stanu wyjściowego po wyłączeniu bloku zasilania. Powoduje ona szybkie rozładowanie kondensatorów C16 i C31.

W uzwojeniu 1 2 transformatora Tr3 w chwili zatykania tranzystora T16 powstają drgania pasożytnicze o dużej amplitudzie, które mogą uszkodzić tranzystor i zakłócać odbiór programów radiowych lub telewizyjnych sąsiadom. W celu tłumienia drgań pasożytniczych bez strat energii, w bloku zasilania zastosowano układ z odzyskiwaniem energii. Układ dokonuje poboru tej energii przez uzwojenie 3–4 (nawinięte dwoma przewodami) z uzwojeniem 1–2 transformatora Tr3 i jej zwrotu do źródła +130 V przez diodę D19. Kondensator C46 dołączony równolegle do diody D19 tłumi zakłócenia o wielkich częstotliwościach.

Po wciśnięciu przycisku przełącznika S2 odbiornik zostaje przygotowany do zasilania z akumulatora +12 V.

Przez zestyki 2, 3 i 6 tego przełącznika jest doprowadzane napięcie zasilania +12 V do układu scalonego US1 i układów pracujących z tranzystorami T11 oraz T12. Obwód zasilania tych układów z zasilacza sieciowego jest odłączany od źródła +130 V przez przerzutnik pracujący z tranzystorami T14 i T17. Zestyk 4 powoduje odłączenie bazy tranzystora T16 od uzwojenia 3–4 transformatora Tr1 i dołączenie jej do masy. Zestyk 5 powoduje odłączenie bazy tranzystora T15 od jego emitera i dołączenie jej do uzwojenia 5–6 transformatora Tr1. Zestyk 1 powoduje otwarcie obwodu z uzwojeniem 3–4 transformatora Tr3. Zestyk 7 zawiera rezystor R65.

Proces uzyskiwania napięć wyjściowych bloku zasilania przy zasilaniu odbiornika z akumulatora jest taki sam, jak w wypadku zasilania go z sieci z tym, że stopień końcowy bloku nie pracuje z tranzystorem T16, lecz z tranzystorem T15 i w inny sposób jest dokonywana stabilizacja napięć wyjściowych bloku.

Stabilizacja napięć wyjściowych podczas zasilania odbiornika z akumulatora jest realizowana za pomocą układu powodującego zmiany szerokości impulsów sterujących stopień końcowy bloku, proporcjonalne do zmian obciążenia lub napięcia akumula-

mgr inż. JANUSZ RŻYSKO

# Miniaturowy odbiornik FM

**Od kilku lat firmy produkujące sprzęt elektroniczny prześcigają się w miniaturyzowaniu swoich wyrobów. W wyniku tej rywalizacji powstały pierwsze odbiorniki radiowe typu Walkman. Te obecnie bardzo popularne na świecie odbiorniki radiowe mogły rozwijać się dzięki nowej generacji układów scalonych dużej skali integracji, które w jednym chip'ie zawierają cały odbiornik radiowy FM. W pracach nad produkcją takich układów duże osiągnięcia notuje firma Philips. Wprowadziła ona na rynek nową serię układów scalonych typu TDA7000, TDA7010 i TDA7020, przeznaczonych do miniaturowych odbiorników radiowych. W niniejszym artykule opisano przykład wykorzystania układu scalonego TDA7020T.**

Układ scalony TDA7020 spełnia funkcję toru FM odbiornika, składającego się ze wzmacniacza w.cz., heterodyny, mieszacza, wzmacniacza p.cz., demodulatora i układu wyciszania.

Schemat blokowy układu TDA7020 przedstawiono na rys. 1.

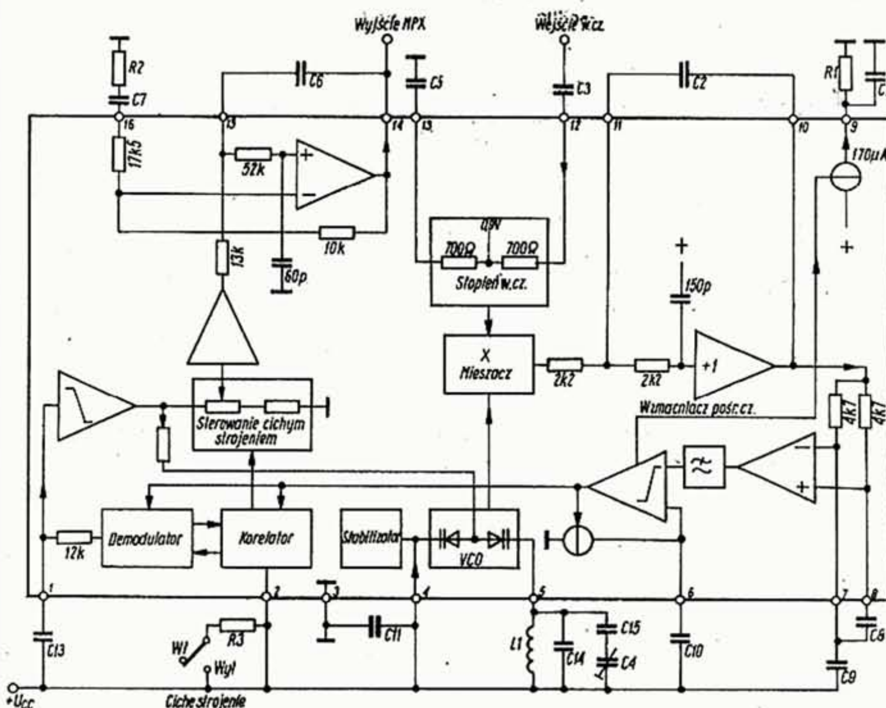
Układ charakteryzuje się:
- małą liczbą elementów zewnętrznych,
- brakiem elementów indukcyjnych we wzmacniaczu p.cz., co uzyskano przez zmniejszenie częstotliwości pośredniej do 76 kHz
- niskim napięciem zasilania,
- małym poborem mocy,
- dużą powtarzalnością parametrów,
- niską ceną.

A oto parametry układu TDA7020.

| | |
|---|---|
| Napięcie zasilania $U_{CC}$: | $1,8 \div 6(\leq 7)$V |
| Prąd zasilania $I_{CC}$ przy $U_{CC} = 3$ V: | 6,3 mA |
| Zakres częstotliwości sygnałów wejściowych $f_s$: | $1,5 \div 100$ MHz |
| Próg ograniczania przy wyłączonym wyciszaniu $E_g$: | 4,0 μV |
| Próg ograniczania przy włączonym wyciszaniu $E_g$: | 5,0 μV |
| Maksymalny sygnał wejściowy $E_{g_{max}}$ przy h 10%: | 200 mV |
| Czułość $E_g$ przy S/N = 26 dB: | 6,5 μV |
| Stosunek sygnału do szumu S/N: | 60 dB |
| Zniekształcenia nieliniowe h przy: | |
| $-\Delta_f = \pm 22,5$ kHz | 0,7% |
| $-\Delta_f = \pm 75$ kHz | 2,3% |
| Tłumienie AM dla $f_m = 1$ kHz, m = 80%, $\Delta f = \pm 75$ kHz $B_{AM}$: | 50 dB |
| Napięcie oscylatora $U_5$: | 250 mV |
| Zmiana częstotliwości heterodyny: | |
| – przy zmianie napięcia zasilania | 5 kHz/V |
| – przy zmianach temperatury | 0,2 kHz/°C |
| Selektywność: $S_{+300}$ | 45 dB |
| $S_{-300}$ | 35 dB |
| Zakres ARCz $\pm \Delta f_s$: | 160 kHz |
| Pasmo przenoszenia BW (−3 dB) przy preemfazie 50 μs: | 10 kHz |
| Napięcia wyjściowe m.cz. $U_O$ przy $R_L = 100\ \Omega$ i odłączonym wyprowadzeniu 16: | 90 mV |

Układ jest produkowany w obudowie miniaturowej SO-16 i SOT-109A.

Na wyjściu układu TDA7020 uzyskuje się złożony sygnał sterowniczy MPX, co umożliwia wykorzystanie układu w odbiorniku stereofonicznym. Do tego potrzebny jest dodatkowo dekoder stereofoniczny i wzmacniacz mocy. W przyjętym rozwiązaniu wykorzystano niskonapięciowy dekoder MC1309P i miniaturowy wzmacniacz



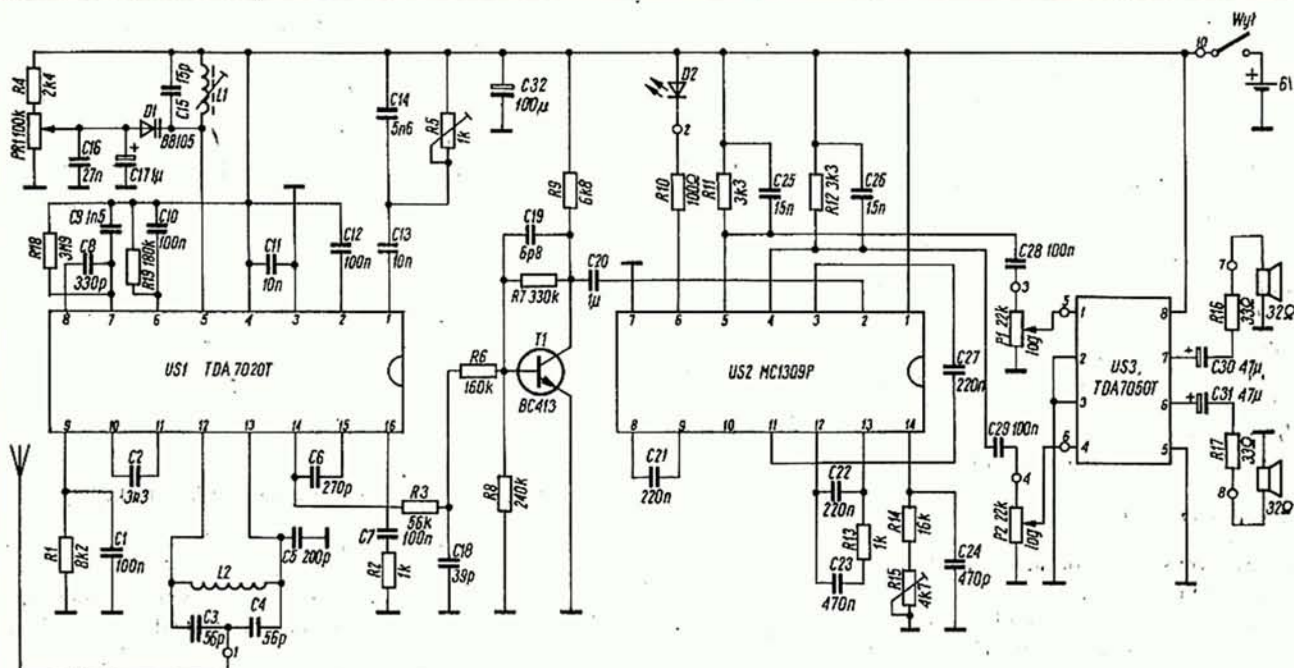

Rys. 1. Schemat blokowy układu scalonego TDA7020

tora. W układzie tym główne funkcje pełnią dioda D16 i tranzystor T7. Do diody D16 jest doprowadzane napięcie impulsowe z uzwojenia 7 8 transformatora Tr3. Po wyprostowaniu go przez diodę jest ono z kolei doprowadzane m.in. do układu pracującego z tranzystorem T7. Prąd płynący przez dzielnik złożony z rezystorów R20, R21, R23 i R24, znajdujący się w obwodzie kolektora tranzystora, rośnie lub maleje w zależności od zmian napięć wyjściowych bloku. Powoduje to wydłużenie lub skrócenie czasu ładowania kondensatora C21 do napięcia otwierającego tranzystor T11. Od tego zależy też czas otwarcia tranzystora T12, a także tranzystora T15 i w konsekwencji — wielkość napięć wyjściowych bloku zasilania.

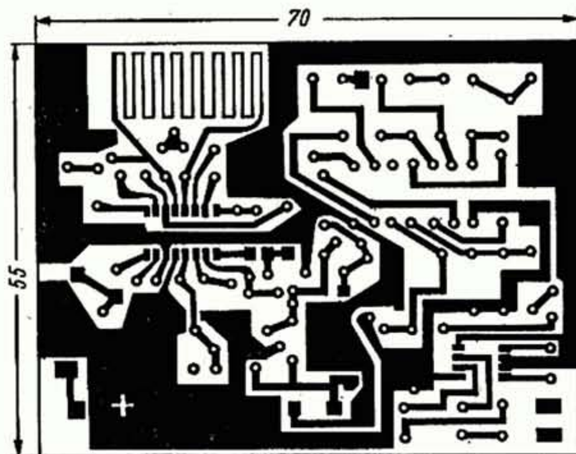
Układ rozmagnesowywania kineskopu składa się z przerzutnika, pracującego z tranzystorami T5 i T6, układu z tranzystorem przełączającym T7, sterującego klucz diodowo-tyrystorowy, pracujący z diodą D7 i tyrystorem Th8 oraz z obwodu rezonansowego, składającego się z kondensatora C22 i cewki rozmagnesowującej L1 (wszystkie elementy oprócz cewki L1 znajdują się na płycie głównej bloku A1).

Po włączeniu odbiornika, w miarę ładowania się kondensatora C21 ze źródła zasilania +33 V, są odtykane kolejno tranzystory T5, T6, T7 i tyrystor Th8. Przez cały ten czas jest też ładowany kondensator C22 ze źródła +120 V. Przez otwarty tyrystor kondensator C22 jest dołączany do korpusu odbiornika, czyli równolegle do cewki rozmagnesowującej L1. Dzięki temu, że kondensator C22 został wcześniej naładowany do wysokiego potencjału, w obwodzie kondensator-cewka powstają drgania o częstotliwości ok. 1 kHz i amplitudzie prądu do 6 A. Po upływie ok. 4 ms drgania zanikają z powodu małej dobroci obwodu.

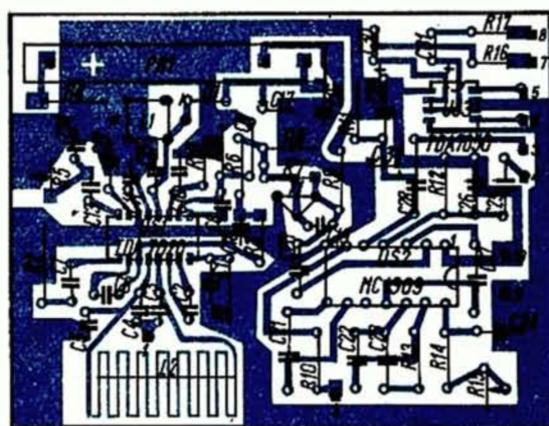
*Leszek Halicki*




Rys. 2. Schemat elektryczny odbiornika FM-stereo




Rys. 3. Schemat połączeń drukowanych odbiornika




Rys. 4. Schemat montażowy odbiornika

słuchawkowy TDA7050T. Wzmacniacz zapewnia moc wyjściową 2 × 75 mW i separację między kanałami 40 dB.

Schemat odbiornika przedstawiono na rys. 2. Odbiornik jest przestrajany elektronicznie za pomocą diody pojemnościowej D1, która z cewką L1 i kondensatorem C15 tworzy obwód rezonansowy heterodyny. Napięcia przestrajania uzyskuje się z potencjometru PR1. Sygnał radiowy indukuje się w obwodzie w.cz. utworzonym z cewki L2 i kondensatorów C3, C4. Kondensator C5 odsprzęga wejście w.cz. układu. Stopień przemiany układu pracuje w systemie dostrojenia FLL. Stała czasu pętli FLL jest wyznaczana pojemnością kondensatora C10. Kondensator ten eliminuje również harmoniczne sygnały p.cz. na wyjściu demodulatora.

Kondensatory C2, C8 i C9 pracują w obwodach wzmacniaczy p.cz.

Zmieniając wartość rezystora R2 oraz regulując potencjometrem R5 można zmniejszać przesłuchy między kanałami odbiornika.

Kondensator C6 jest kondensatorem obwodu deemfazy dla sygnału m.cz.

Stała czasu układu wyciszania jest określona pojemnością kondensatora C12.

Napięcie z dwójnika C1, R1 jest funkcją natężenia sygnału z anteny i możne być wykorzystywane do sterowania automatycznym przełącznikiem mono-stereo w stereodekoderze. Przy małym natężeniu sygnału wejściowego, nie zapewniającym poprawnej pracy stereo dekodera, dekoder ten byłby przełączany na pracę monofoniczną.

Sygnał MPX z wyjścia układu US1 (wyprowadzenie 14) jest doprowadzany do wzmacniacza z tranzystorem T1. Wzmocniony sygnał steruje dekoderem stereofonicznym US2. Próg zadziałania układu PLL dekodera reguluje się potencjometrem R15.

Odbiór sygnałów stereofonicznych sygnalizuje dioda D2.

Sygnały lewego i prawego kanału są doprowadzone do wzmacniacza słuchawkowego US3. Potencjometry P1 i P2 zapewniają niezależną regulację głośności w kanałach odbiornika.

Odbiornik zmontowano na płytce drukowanej z rys. 3, zgodnie ze schematem montażowym z rys. 4. Układy scalone TDA7020T i TDA7050T są przylutowane do płytki od strony druku.

Cewkę L1 obwodu heterodyny nawinięto na korpusie z filtru 7 × 7. Uzwojenie ma 4 zwoje drutu CuAg Ø 0,8.

Do przestrajania odbiornika użyto potencjometru typu WT261.

LITERATURA


1. Pocketman 7000. Elektor. September 1983
2. FM Radio Circuit – Katalog firmy Philips. 1985

# Podzespoły optoelektroniczne produkowane w ZWLE

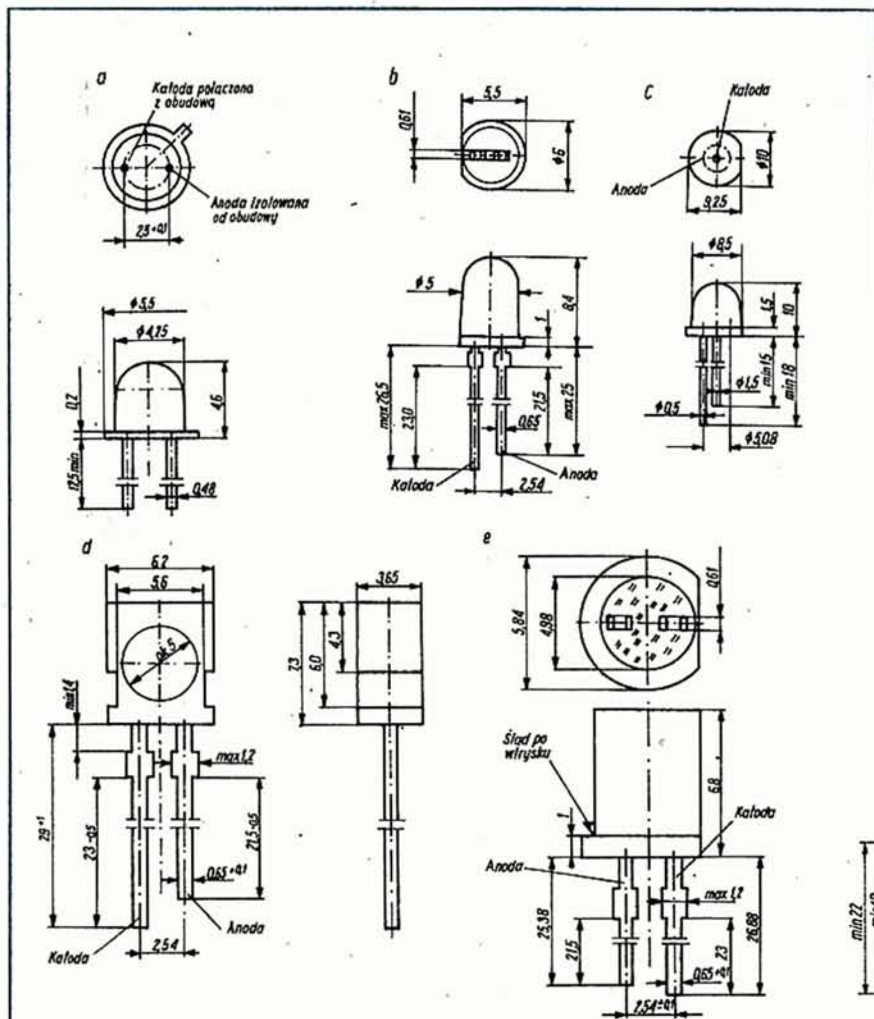
**Zakłady Wytwórcze Lamp Elektrycznych zajmują się od 1978 r. również produkcją podzespołów optoelektronicznych działających w zakresie światła widzialnego. Są to: diody jednobarwne, diody dwu- i trójbarwne, wskaźniki cyfrowe, o barwach świecenia: czerwonej, żółtej i zielonej. Poszczególne typy diod i wskaźników mają znormalizowane obudowy i wyprowadzenia oraz swoje odpowiedniki wśród produktów innych firm (z wyjątkiem diod o średnicy 8 mm oraz trójbarwnych).**

## SYSTEM OZNACZEŃ

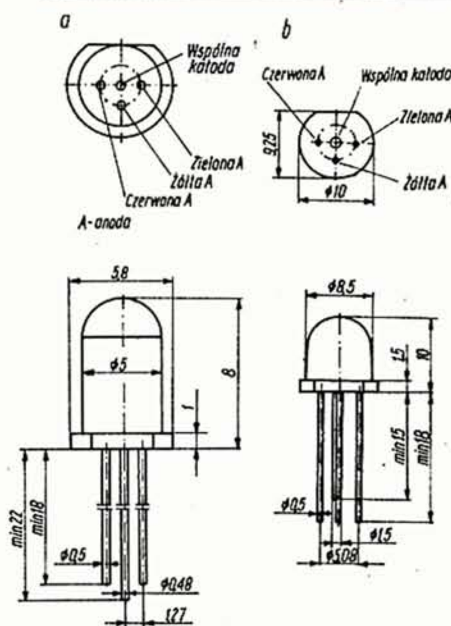
W przyjętym systemie oznaczeń znajdują się cztery litery i dwie cyfry, które oznaczają:
— pierwsza litera C — materiał półprzewodnikowy użyty do wykonania elementu złączowego o energetycznej różnicy międzypasmowej, większej niż 1,4 eV,
— druga litera Q — element promieniujący,
— trzecia litera X — diody jednobarwne, V — wielobarwne, Z - wskaźniki cyfrowe,
— czwarta litera P lub L — wytwórcę;
pierwsza cyfra oznacza barwę światła emitowanego, według klucza:
0 i 1 — czerwona
2 i 3 — pomarańczowa (rezerwa)
4 i 5 — żółta
6 i 7 - zielona
8 i 9 — niebieska (rezerwa)
druga cyfra oznacza kolejny wariant konstrukcyjny.

## DIODY JEDNOBARWNE

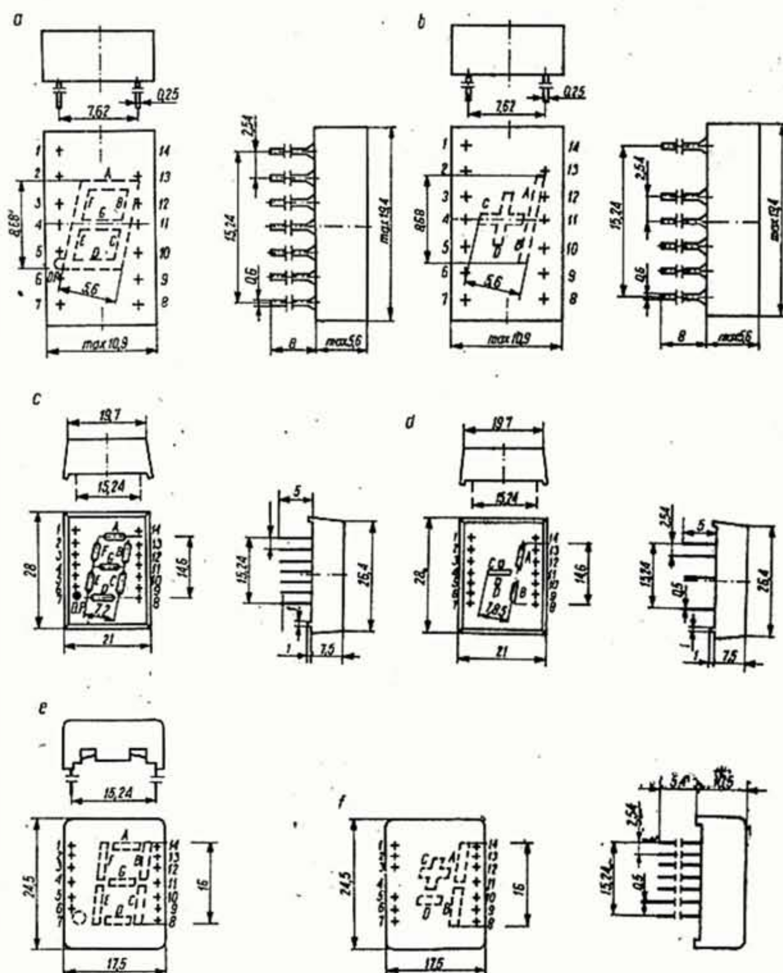
Diody jednobarwne są produkowane w pięciu odmianach o różnych rozmiarach (rys. 1). Parametry diod przedstawiono w tablicy 1.
Do najnowszych uruchomień należą diody prostokątne CQXP 07, 47, 67 oraz okrągłe z płaskim oknem CQXP 08, 48, 68. W obu grupach diod boczne ścianki obudowy są wykonane z białego nieprzezroczystego tworzywa, tym samym rozświetlona jest tylko płaska powierzchnia czołowa. Charakteryzują się one dużym kątem obserwacji, estetycznym wyglądem oraz w wypadku prostokątnych — możliwością układania w pakiet wzdłuż obu boków. Ta ostatnia cecha umożliwia wykonywanie różnego rodzaju zestawów, w tym wielobarwnych, bez wzajemnego podświetlania sąsiednich diod.
Warunki zasilania dla wszystkich diod są jednakowe, tj. nominalnie 20 mA z wyjątkiem CQXP 06, 46, 66, w których nominalny prąd zasilania wynosi 30 mA. Spa-



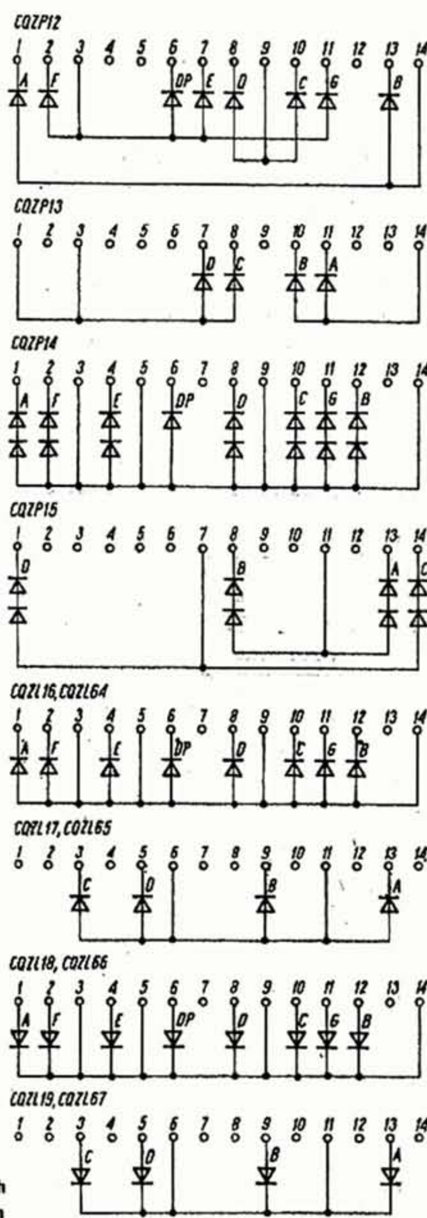

Rys. 1. Wymiary obudów diod jednobarwnych




Rys. 2. Wymiary obudów diod wielobarwnych




Rys. 3. Wymiary obudów wskaźników cyfrowych




Rys. 4. Schemat połączeń wewnętrznych wskaźników cyfrowych

Tablica 1. **Parametry diod jednobarwnych**

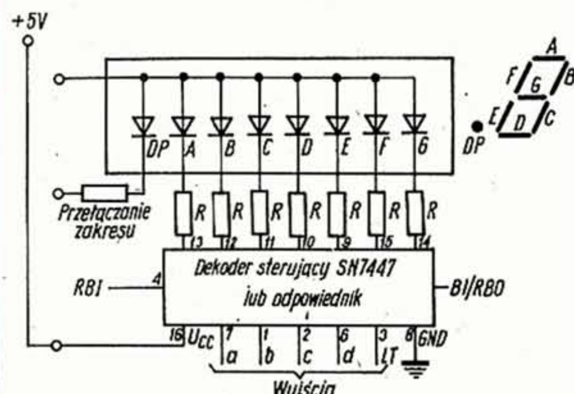
| Oznaczenie | Typ obudowy | Barwa, rodzaj żywicy | Kąt połówkowy [°] | Światłość przy 20 mA (mcd) | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | | min. | typ. |
| CQXP 01 | a | cz t b | 50 | 0,5 | 1,2 |
| CQXP 02 | a | cz d b | 90 | 0,5 | 0,9 |
| CQXP 42 | a | ż t n | 50 | 0,7 | 1,5 |
| CQXP 61 | a | z t b | 50 | 0,7 | 1,5 |
| CQXP 62 | a | z d b | 90 | 0,5 | 1,2 |
| CQXL 03 | b | cz t b | 20 | 2,0 | 4,0 |
| CQXL 04 | b | cz d b | 60 | 1,2 | 2,4 |
| CQXL 43 | b | ż t n | 20 | 8,0 | 20 |
| CQXL 44 | b | ż d b | 60 | 3,0 | 7,0 |
| CQXL 45 | b | ż t b | 20 | 8,0 | 20 |
| CQXL 63 | b | z t b | 20 | 2,0 | 4,0 |
| CQXL 64 | b | z d b | 60 | 1,2 | 2,4 |
| CQXP 06 | c | cz d b | 60 | 1,7 | 4,0 |
| CQXP 46 | c | ż d b | 60 | 3,5 | 20 |
| CQXP 66 | c | z d b | 60 | 3,0 | 10 |
| CQXP 07 | d | cz d b | 110 | 0,4 | 0,8 |
| CQXP 47 | d | ż d b | 110 | 0,8 | 1,2 |
| CQXP 67 | d | z d b | 110 | 0,8 | 1,2 |
| CQXP 08 | e | cz d b | 110 | 0,4 | 0,8 |
| CQXP 48 | e | ż d b | 110 | 0,8 | 1,2 |
| CQXP 68 | e | ż d b | 110 | 0,8 | 1,2 |

Tablica 2. **Parametry diod wielobarwnych**

| Oznaczenie | Typ obudowy | Barwa | Światłość (mcd) | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | min. | | | typ. | | |
| | | | cz | ż | z | cz | ż | z |
| CQVP 01 | a | cz-z | 1,2 | — | 1,4 | 2,4 | — | 3,0 |
| CQVP 21 | a | cz-ż | 1,2 | 3,0 | — | 2,4 | 7,0 | |
| CQVP 41 | a | z-ż | — | 3,0 | 1,4 | — | 7,0 | 3,0 |
| CQVP 61 | a | cz-z-ż | 1,2 | 3,0 | 1,4 | 2,4 | 7,0 | 3,0 |
| CQVP 03 | b | cz-z | 2,0 | — | 5,0 | 5,0 | | 10 |
| CQVP 23 | b | cz-ż | 2,0 | 5,0 | — | 5,0 | — | 10 |
| CQVP 43 | b | z-ż | — | 5,0 | 5,0 | — | 10 | 10 |
| CQVP 63 | b | cz-z-ż | 2,0 | 5,0 | 5,0 | 10 | 10 | 10 |

Kąt połówkowy dla wszystkich typów – 60°. Zakres temperatur pracy –25 do +70°C. Skrót oznaczeń: cz — czerwona, ż — żółta, z zielona

Objaśnienia skrótów: cz — czerwona, ż — żółta, z — zielona, d — żywica z czynnikiem rozpraszającym, t — żywica bez czynnika rozpraszającego, b — żywica barwiona, n — żywica nie barwiona
Zakres temperatur pracy dla wszystkich typów wynosi –25°C do +70°C




Rys. 5. Układ współpracy wskaźników ze wspólną anodą z dekoderem sterującym

| Kod wejściowy | | | | Stan wyjściowy | | | | | | | Znak |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| d | c | b | a | A | B | C | D | E | F | G | |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 2 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 3 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 4 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 5 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 6 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 7 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 8 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 9 |

Uwaga: wartości rezystorów R zależą od parametrów zasilania wskaźników; we wskaźnikach CQZP14 i CQZP15 segmenty składają się z dwóch struktur połączonych szeregowo

Tablica 3. **Parametry wskaźników cyfrowych**

| Oznaczenia | Typ obudowy, kolor, wysokość cyfry [mm] | Rodzaj znaku | Układ połączeń | Światłość segmentu (mcd) | | Zasilanie nominalne | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | min. | typ. | $I_F$ [mA] | $U_F$ [V] |
| CQZP 12 | a cz 8 | 8 | w.a | 0,2 | 0,4 | 20 | 1,7 |
| CQZP 13 | b cz 8 | ±1 | w.a | 0,2 | 0,4 | 20 | 1,7 |
| CQZP 14 | c cz 16 | 8 | w.a | 0,8 | 1,3 | 20 | 3,5 |
| CQZP 15 | d cz 16 | ±1 | w.a | 0,8 | 1,3 | 20 | 3,5 |
| CQZL 16 | e cz 16 | 8 | w.a | 0,8 | 1,3 | 10 | 2,1 |
| CQZL 17 | f cz 16 | ±1 | w.a | 0,8 | 1,3 | 10 | 2,1 |
| CQZL 18 | e cz 16 | 8 | w.k | 0,8 | 1,3 | 10 | 2,1 |
| CQZL 19 | f cz 16 | ±1 | w.k | 0,8 | 1,3 | 10 | 2,1 |
| CQZL 64 | e z 16 | 8 | w.a | 1,5 | 2,5 | 10 | 2,1 |
| CQZL 65 | f z 16 | ±1 | w.a | 1,5 | 2,5 | 10 | 2,1 |
| CQZL 66 | e z 16 | 8 | w.k | 1,5 | 2,5 | 10 | 2,1 |
| CQZL 67 | f z 16 | ±1 | w.k | 1,5 | 2,5 | 10 | 2,1 |

$U_F$ dla punktu dziesiętnego wynosi 1,7 V. Oznaczenia skrótów: cz — czerwony, z — zielony, w.a — wspólna anoda, w.k — wspólna katoda

dek napięcia w kierunku przewodzenia przy 20 mA dla diod barwy czerwonej wynosi: typ 1,7 V, max. 2,0 V, a dla diod żółtej i zielonej odpowiednio 2,1 V i 3,2 V. Długość fali maksimum promieniowania dla barwy czerwonej, żółtej i zielonej wynosi odpowiednio: 665, 585 i 565 nm.

Analizując zestawione w tablicy 1 parametry diod danej barwy, należy uwzględniać fakt przeciwstawności parametrów światłości i kąta połówkowego; wynika to ze skierowania strumienia emitowanego światła w większy lub mniejszy kąt bryłowy. Wartość kąta połówkowego określa praktycznie kątowy zakres dobrej obserwacji.

## DIODY WIELOBARWNE

W tej grupie są produkowane dwubarwne i trójbarwne diody w dwóch wariantach obudów (rys. 2). Główne przeznaczenie tych elementów, to punktowa świetlna sygnalizacja dwu lub trzech stanów aktywnych. Warunki zasilania są takie same, jak dla diod jednobarwnych. W celu komunikatywnego i jednoznacznego określenia stanu może być jednocześnie włączona jedna z dwóch lub trzech struktur. W wypadku włączenia dwóch lub trzech jednocześnie uzyska się informację nieoczywistą (pomijając przeciążenie mocy). Parametry diod tej grupy są podane w tablicy 2.

## WSKAŹNIKI CYFROWE

Obecnie są produkowane wskaźniki typu CQZP-12; -13; -14; -15. Seria CQZL jest obecnie w opracowaniu, produkcja seryjna powinna być rozpoczęta w 1988 r.

W tej serii zastosowano oryginalną konstrukcję na podstawie własnego patentu. Umożliwiło to znaczne rozszerzenie dopuszczalnej dolnej temperatury pracy i przechowywanie w temperaturze do −55°C (wobec −10°C w wypadku dotychczas produkowanych i wobec −40°C w porównaniu ze wskaźnikami produkcji firm zachodnich) oraz dobrego poziomu (powyżej poziomu firm zachodnich) światłości przy prądzie zasilania 10 mA. W wypadku zastosowania wskaźników w różnych warunkach oświetlenia zewnętrznego prąd zasilania powinien być regulowany w granicach kilku do 15 mA/segment.

Na rys. 3 przedstawiono wymiary obudów, a w tablicy 3 — ważniejsze parametry wskaźników.

Na rys. 4 są przedstawione schematy połączeń wewnętrznych wskaźników, a na rys. 5 — układ połączeń wskaźników ze wspólną anodą (CQZP 12; -14; CQZL 16; -64) z dekoderem sterującym.

*Ryszard Miąc*

## NADESŁANE do REDAKCJI

**NAPRAWA MAGNETOFONÓW — PORADNIK WARSZTATOWY — Bolesław Urbański. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Warszawa 1987. Wyd. II, poprawione i uzupełnione, nakład 30 200 egz., str., 89, schematów 34, cena zł 800.**

W książce podano podstawowe określenia, parametry i schematy magnetofonów powszechnego użytku produkowanych w Polsce do 1986 r. Omówiono postępowanie przy ich naprawie, stosowane narzędzia i przyrządy, opierając się na instrukcjach serwisowych wytwórni.

Książka jest przeznaczona dla pracowników zakładów usługowych, uczniów i studentów, techników i inżynierów różnych specjalności oraz wszystkich zainteresowanych użytkowaniem i naprawami magnetofonów.

Jak to robią inni...

LEON KOSSOBUDZKI

# Radzieckie elektroniczne układy zapłonowe serii „Elektronika"

**Chcąc zapoznać Czytelników z rozwiązaniami wyrobów elektronicznych i zelektronizowanych, produkowanych w innych krajach, przedstawiamy informację o elektronicznych układach zapłonowych do samochodów osobowych, produkowanych w dużym wyborze w ZSRR. Choć przeznaczone w zasadzie do silników 4-cylindrowych stanowiących standard w ZSRR, niektóre można zastosować również do naszego, dwucylindrowego Polskiego Fiata 126p. Znaczna liczba tych układów została przywieziona do Polski w ramach importu indywidualnego i jest tu eksploatowana. Niektóre rozwiązania układowe są interesujące, a opublikowane dane mogą pomóc przy serwisie urządzeń. Artykuł zaznajamia z układami serii „Elektronika" (5 typów).**

Duży wybór elektronicznych układów zapłonowych produkowanych w ZSRR charakteryzuje się wspólną cechą: jak dotychczas, są to wyłącznie układy tyrystorowe. Podstawowym założeniem jest zapewnienie użytkownikowi możliwości szybkiego przejścia na układ klasyczny w razie uszkodzenia układu elektronicznego, gdyż układy tyrystorowe wykorzystują standardową cewkę zapłonową. Pełne wykorzystanie zalet układu tranzystorowego jest możliwe dopiero po zmianie cewki; nie bez znaczenia jest też problem dostępności odpowiedniego wysokonapięciowego tranzystora.

Zastosowanie elektronicznych układów zapłonowych umożliwia:
— zwiększenie napięcia iskry doprowadzonego do świec,w wyniku lepsze spalanie mieszanki (wzrost mocy silnika, zmniejszenie tworzenia się nagarów i zmniejszenie toksyczności gazów spalinowych);
— łatwiejszy rozruch silnika w niskich temperaturach;
— zasadniczy wzrost trwałości styków przerywacza, określonej tu tylko przez zużycie mechaniczne; stan styków nie wpływa na proces tworzenia się iskry;
— zmniejszenie obciążenia prądowego cewki przy zapłonie tyrystorowym.

Szczególną poprawę pracy silnika obserwuje się po zainstalowaniu zapłonu elektronicznego w pojeździe używanym, gdzie styki przerywacza są już wypalone, świece częściowo zużyte, a akumulator utracił znaczną część pojemności. Instalowanie tego zapłonu w nowym pojeździe nie powoduje zauważalnej poprawy.

Podstawowe dla użytkownika parametry tyrystorowego z kondensatorem, elektronicznego układu zapłonowego to:
— minimalne napięcie zasilania, przy którym układ zachowuje parametry znamionowe iskry (im niższe, tym lepiej),
— napięcie impulsowe na pierwotnym uzwojeniu cewki zapłonowej (powinno wynosić 300÷400 V i być możliwie stabilne),
— czas trwania iskry (jest on tu rzędu 0,2÷0,6 ms, gdy w układach klasycznych jest rzędu 1 ms, a w układach tranzystorowych osiąga 1,5 ms, co zasadniczo ułatwia rozruch).

Podstawową wadą elektronicznego zapłonu jest złożoność naprawy. Układ, który uległ uszkodzeniu w drodze (zgodnie z prawem Murphy'ego — w najmniej odpowiednim miejscu i czasie), nie może być naprawiony na miejscu. Z tego względu w niektórych opisywanych dalej układach zastosowano rozwiązania, umożliwiające szybkie przełączenie na układ klasyczny, a układy bez takiego wyposażenia powinny być jednak wyposażone w dodatkowe, zewnętrzne systemy przełączników.

Przed zainstalowaniem elektronicznego zapłonu w używanym samochodzie należy dobrze oczyścić z osadów styki przerywacza. Rezystancja tych osadów może być tak duża, że uniemożliwi działanie układu zapłonowego. Jest to już ostatnie czyszczenie styków, gdyż odtąd ich zużycie będzie wyłącznie mechaniczne, a płynący przez nie prąd o wartości 200÷300 mA zapewnia działanie samooczyszczające. Odstęp styków przerywacza (przerwa) powinien być zgodny z instrukcją fabryczną.

## EEKTRONICZNE UKŁADY ZAPŁONOWE SERII „ELEKTRONIKA"

Układy zapłonowe tej serii, zawierające w oznaczeniu literę M, są wyposażone w gniazdo do dołączania elektrycznej golarki na napięcie 110÷127 V o mocy do 12 W. Typ „Elektronika-1M" jest wyposażony ponadto w diodowy układ kompensacji spadku napięcia zasilania przy rozruchu oraz prosty układ przeciw kradzieży.

Możliwość korzystania z golarki jest jednak dość teoretyczna. W samochodach wyposażonych w alternator (np. wszystkie „Łady") po włączeniu zapłonu przy nie pracującym silniku przez regulator napięcia i uzwojenia wzbudzenia alternatora płynie prąd o natężeniu ok. 3 A. Dłuższe golenie się może spowodować przegrzanie tych elementów, należałoby więc do golenia odłączać jeden z zacisków regulatora. Z kolei golenie się przy pracującym silniku przeciąża układ zapłonowy.

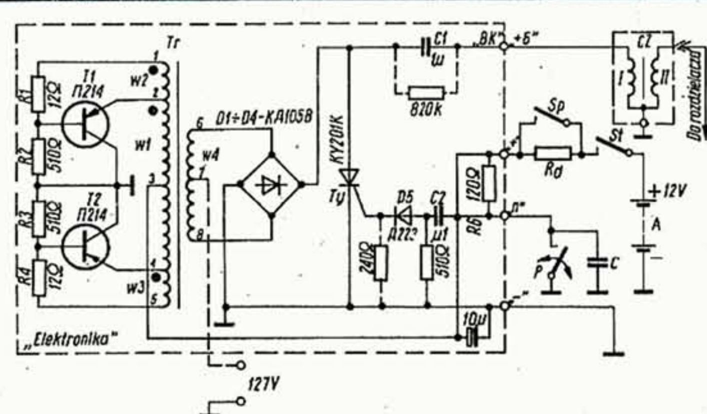
### „Elektronika" i „Elektronika M"

Najprostszy spośród układów tej serii — „Elektronika" jest przedstawiony na rys. 1. Linią przerywaną uwidoczniono elementy, wchodzące do układu „Elektronika-M".

Układ zapłonowy składa się z przeciwsobnej przetwornicy napięcia (tranzystory T1 i T2, transformator Tr oraz rezystory R1÷R4), prostownika (diody D1÷D4) oraz generatora impulsów zapłonowych (kondensator C1, tyrystor Ty oraz układ sterowania jego bramki z diodą D5, kondensatorem C2 i rezystorami R5÷R6). Układ działa w sposób następujący.

Po włączeniu zapłonu stacyjką St napięcia akumulatora jest doprowadzone przez dodatkowy rezystor Rd cewki zapłonowej do przetwornicy i układu sterowania. Przetwornica zaczyna generować przebieg prostokątny o częstotliwości ok. 800 Hz, który po wyprostowaniu przez prostownik, ładuje kondensator

Cd. na str. 29




Rys. 1. Schematy układów zapłonowych „Elektronika" i „Elektronika M"




# KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

Nr 8 (321) • SIERPIEŃ 1987

## WIADOMOŚCI ORGANIZACYJNE

■ W dniu 2 maja br. odbyło się w Warszawie trzecie w bieżącym roku posiedzenie Prezydium Zarządu Głównego PZK, któremu przewodniczył prezes — mgr inż. Jerzy Rutkowski SP5JR. Na początku obrad prezes udekorował Wojciecha Nietykszę SP5FM Srebrną Odznaką Honorową „Za zasługi dla m.st. Warszawy" przyznaną przez Radę Narodową za całokształt działalności poświęconej stolicy PRL.

Porządek dzienny posiedzenia Prezydium obejmował m.in.:

— sprawozdanie z Konferencji Generalnej Regionu I IARU w Holandii,

— informacja nt. odbytych zjazdów sprawozdawczo-wyborczych w Oddziałach Wojewódzkich PZK w Opolu, Lesznie i Pile,

— omówienie stanu przygotowań do Mistrzostw Polski w Szybkiej Telegrafii oraz Mistrzostw Polski w Amatorskiej Radiolokacji Sportowej.

W części dotyczącej spraw różnych i wolnych wniosków poruszono następujące sprawy:

— udział polskiej ekipy sportowej w zawodach ARS w Koreańskiej Republice Ludowej,

— perspektywy rozwoju sportów techniczno-obronnych do 1990 r. w nawiązaniu do narady na powyższy temat odbytej w GKKFiT

— udział któtkofalowców we wrześniowej międzynarodowej sztafecie solidarności poświęconej rocznicy Rewolucji Październikowej,

— przydział znaków okolicznościowych stacjom pracującym z miast, które odwiedzi papież Jan Paweł II podczas swojej kolejnej pielgrzymki do Polski. *SP5AHY*

## KONFERENCJA GENERALNA I REGIONU IARU

W dniach od 12 do 17 kwietnia br. obradowała w Noordwijkerhout w Holandii Konferencja Generalna I Regionu Międzynarodowej Unii Radioamatorskiej, w której uczestniczyli delegaci 41 krajowych stowarzyszeń członkowskich oraz 5 pełnomocników. W konferencji uczestniczyli: z-ca sekretarza generalnego ITU — p. Jean Jipguep, prezydent IARU — Richard Baldwin W1RU, wiceprezydent IARU — Larry Price W4RA, sekretarz IARU — David Summer K1ZZ oraz członkowie kierownictw II i III Regionu IARU.

W skład delegacji polskiej wchodzili: prezes PZK — mgr inż. J. Rutkowski SP5JR, UKF-manager PZK — mgr inż. Zb. Malik SP6AZT. Obecni byli również członkowie PZK pełniący społeczne funkcje we władzach IARU: W. Nietyksza SP5FM, mgr inż. K. Słomczyński SP5HS i mgr inż. H. Cichoń SP9ZD.

Sesje plenarne odbyły się w pierwszym i ostatnim dniu Konferencji, natomiast w pozostałych dniach obradowały komisje: krótkofalowa i administracyjna (A), ultrakrótkofalowa-mikrofalowa (B) i mandatowo-finansowa (C). W dniu 12 kwietnia odbyły się ponadto plenarne posiedzenia stałych grup roboczych I Regionu. Na sesji końcowej, plenarnej przyjęto i zatwierdzono zalecenia opracowane i przedstawione przez poszczególne komisje. A oto niektóre z nich:

● Zaleca się wszystkim stowarzyszeniom członkowskim kontynuowanie starań w kierunku popularyzacji techniki satelitarnej w celu zachęcenia do jej stosowania. Zaleca się publikowanie artykułów dla początkujących w tej dziedzinie.

● Zaleca się koordynowanie i badanie wszystkich materiałów, kursów, środków adaptacji, przeznaczonych dla niepełnosprawnych krótkofalowców w I Regionie, zbieranie wszystkich informacji na ten temat i rozpoczęcie wymiany informacji i materiałów z zachowaniem wzajemności w stosunku do stowarzyszeń dostarczających takie materiały. Ta wzajemna wymiana powinna obejmować doświadczenia osobiste i skutki finansowe.

● Zaleca się upoważnienie oficjalnych award managerów stowarzyszeń członkowskich I Regionu do sprawdzania kart QSL w imieniu stowarzyszenia wydającego dyplom, za zgodą tego stowarzyszenia.

● Jeżeli przy składaniu wniosku o wydanie dyplomu nie są wymagane pisemne potwierdzenia łączności, zaleca się uznawanie wykazu łączności zawierającego pełny wyciąg z dziennika stacyjnego. W wypadkach spornych lub wątpliwościach, wydawca dyplomu może zażądać od zgłaszającego przedstawienia dalszych dowodów nawiązania łączności.

● Zaleca się pozostawienie wolnego, dolnego marginesu o szerokości 15 mm na odwrotach kart QSL i wpisywanie na nim znaku odbiorcy karty. Margines ten musi być wolny od jakichkolwiek innych napisów. Regiony II i III są proszone o wzięcie powyższego pod uwagę.

● Zaleca się, aby termin 30 dni po zawodach (według daty stempla pocztowego) był ostatecznym terminem wysyłania dzienników zawodów.

● Zaleca się wszystkim stowarzyszeniom członkowskim kontynuowanie i zachęcanie do kontynuowania eksperymentowania i zaangażowania naukowego i badawczego.

● Zaleca się przeznaczenie wycinka pasma 14 070 ÷ 14 099 kHz do pracy emisją RTTY.

● Zaleca się zaliczenie do klasy częstotliwości zarezerwowanych, częstotliwości odbiorczych satelitarnych (downlink) i częstotliwości radiolatarni.

● Zaleca się, aby w części band-planu pasma 144 MHz, wycinek 144,625 ÷ 144,675 MHz był przeznaczony do łączności cyfrowej. W wycinku tym będzie dopuszczona modulacja AFSK FM.

● Zaleca się, aby w części band-planu pasma 432 MHz, wycinki 430,600 ÷ 430,800 MHz, 433,625 ÷ 433,775 MHz, 438,025 ÷ ÷ 438,175 MHz były przeznaczone do łączności cyfrowej.

- Zaleca się dodawanie częstotliwości 142,225 MHz (S9) do band-planu pasma 144 MHz, jako częstotliwości simpleksowej FM.
- Zaleca się usunięcie z band-planu 144 MHz uwagi mówiącej o skupianiu ruchu lokalnego powyżej 145 MHz w czasie zawodów i przy otwarciu pasma.
- Zaleca się ustalenie wysokości rocznych składek członkowskich wpłacanych na rzecz I Regionu IARU, na 1,15 Franka Szwajcarskiego od każdego licencjonowanego członka (nadawcy) na okres 1987 ÷ 1990.

Na wniosek komisji administracyjno-krótkofalowej, w wyniku prac specjalnie powołanej komisji statutowej, Konferencja uchwaliła nowy statut i regulamin I Regionu IARU.
W pierwszym artykule statutu jest postlowane również przez PKZ sformułowanie o sportowych aspektach służby amatorskiej. Odpowiedni paragraf statutu brzmi następująco: „Celami Regionu I IARU są obrona, popieranie i postęp służby amatorskiej i satelitarnej służby amatorskiej, szczególnie w ramach przewidzianych odnośnymi przepisami ustanowionymi przez Międzynarodowy Związek Telekomunikacyjny oraz udzielanie poparcia stowarzyszeniom członkowskim w dążeniu do realizacji tych celów na szczeblu krajowym, ze szczególnym zwróceniem uwagi na:
— reprezentowanie interesów ruchu krótkofalarskiego na i między konferencjami oraz na i między posiedzeniami międzynarodowych organizacji telekomunikacyjnych i innych organizacji międzynarodowych;
— popieranie porozumień między krajowymi stowarzyszeniami krótkofalarskimi w sprawach będących przedmiotem wzajemnego zainteresowania;
— uwydatnienie roli krótkofalarstwa jako środka samokształcenia technicznego, szczególnie dla młodzieży;
— krzewienie badań i innowacji technicznych oraz naukowych w zakresie radiokomunikacji;
— rozwój krótkofalarstwa jako środka niesienia pomocy w razie klęsk żywiołowych;
— popieranie życzliwości i przyjaźni międzynarodowej bez względu na czynniki polityczne, etniczne i religijne;
— poparcie udzielane stowarzyszeniom członkowskim w rozwoju krótkofalarstwa jako istotnego czynnika rozwoju społeczeństwa;
— rozwój służby amatorskiej w krajach nie reprezentowanych przez stowarzyszenie członkowskie;
— popieranie działań na szczeblu krajowym i międzynarodowym mających za cel uznawaną międzynarodowo licencję amatorską;
— popieranie krótkofalarskiej działalności sportowej.

Konferencja dokonała wyboru nowego Komitetu Wykonawczego I Regionu IARU oraz wyboru przewodniczących stałych konisji i grup roboczych.

**Komitet Wykonawczy**
Przewodniczący: Louis v.d. Nadort PAØLOU
Wiceprzewodniczący: Wojciech Nietyksza SP5FM
Sekretarz: John Allaway G3FKN .
Skarbnik: Rossella Strom I1RYS
Członkowie: Alf Almedal LA5QK, Mirko Mandrino YT7MM, Driss Bendani 7X4MD

**Przewodniczący Komisji i Grup Roboczych**
Komisja KF: Hans Berg DJ6TJ
Komisja UKF/mikrofalowa: Ir. C. van Dijk PAØQC
Grupa Robocza ds Krajów Rozwijających się: Ronald Eisenwanger OE3REB
Grupa Robocza ds ARS: Krzysztof Słomczyński SP5HS
Grupa Robocza ds Kompatybilności Elektromagnetycznej: Henryk Cichoń SP9ZD
Grupa robocza ds Szybkiej Telegrafii Sportowej: Jurij Starostin (ZSRR)
Grupa Robocza ds Wspólnej Licencji: Herwig Cuyppers ON8MC
Konferencja zatwierdziła również koordynatorów działających w ramach Komisji KF i UKF. Prezes ZG PZK SP5JR objął funkcję koordynatora wymiany informacji propagacyjnej i łącznika między I Regionem IARU i CCIR.
Konferencja zatwierdziła nowy międzynarodowy regulamin zawodów w amatorskiej radiolokacji sportowej (ARS) oraz podstawy działalności tej Gupy Roboczej. Przyjęto do wiadomości, że kolejne IV Mistrzostwa Świata ARS odbędą się jesienią w 1988 r. w Szwajcarii.
Wybrano Madryt jako miejsce następnej Konferencji Generalnej I Regionu IARU. Odbędzie się ona w 1990 roku.
Podczas końcowej sesji plenarnej Prezes ZG PZK SP5JR wręczył upominki przewodniczącemu I Regionu IARU i prezesowi VERON PAØAJE oraz udekorował Odznakami Honorowymi PZK działaczy I Regionu IARU w osobach: PAØLOU, PAØQC, G3FKM, LA4ND i DL1FL.

*(Wg informacji SP5HS opracował SP5AHY)*

## CZOŁOWE LOKATY POLSKICH RADIOSTACJI KF WE WSPÓŁZAWODNICTWIE DX.

Stan za I kwartał 1987 r. Kolejne rubryki oznaczają: liczbę krajów potwierdzoną i liczbę krajów zaliczoną.

| Grupa I Mixed | | | Grupa II CW | | | Grupa III Fone | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1. SP7HT | 316 | 339 | 1. SP6RT | 314 | 334 | 1. SP9VU | 312 | 324 |
| 2. SP6RT | 314 | 335 | 2. SP7HT | 311 | 334 | 2. SP5BT | 307 | 320 |
| 3. SP9PT | 311 | 331 | 3. SP2AJO | 298 | 313 | 3. SP5EAQ | 301 | 304 |
| 4. SP5BT | 309 | 323 | 4. SP5EWY | 292 | 299 | 4. SP9CTW | 285 | 291 |
| 5. SP5EWY | 307 | 316 | 5. SP9CTW | 282 | 286 | 5. SP6ECA | 280 | 282 |
| 6. SP5BAK | 306 | 313 | 6. SP5GX | 272 | 278 | 6. SP[illegible]M | 269 | 280 |
| 7. SP2AJO | 305 | 320 | 7. SP5AA | 269 | 285 | 7. SP6BOW | 264 | 266 |
| 8. SP5ENA | 302 | 307 | 8. SP8AG | 267 | 276 | 8. SP5DVD | 250 | 251 |
| 9. SP5EAQ | 301 | 304 | 9. SP2GUV | 257 | 258 | 9. SP7KTE | 241 | 242 |
| 10. SP8AJK | 299 | 319 | 10. SP7KTE | 252 | 253 | 10. SP8RJ | 221 | 223 |

*(SP5AHY wg informacji SP9CTW)*

## CZOŁOWE LOKATY POLSKICH RADIOSTACJI UKF W INTERKONTEST 1986

Kolejne rubryki oznaczają liczbę startów i punktację.

| 144 MHz | | | | 432 MHz | | | | 1296 MHz | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1. SP6LZW | 6 | 494 | SO | 1. SP9BGS | 5 | 484 | SO | 1. SP9FG | 2 | 198 | SO |
| 2. SP6BIB | 6 | 493 | SO | 2. SP9EWO | 5 | 478 | SO | 2. SP6LB | 2 | 197 | SO |
| 3. SP9HWY | 5 | 417 | SO | 3. SP6LB | 5 | 477 | SO | 3. SP6JLW | 2 | 197 | SO |
| 4. SP9MRM | 6 | 461 | SO | 4. SP9NLV | 6 | 474 | SO | 4. SP2DDV | 1 | 100 | SO |
| 5. SP9NLV | 6 | 442 | SO | 5. SP6MLK | 4 | 396 | SO | 5. SP6GWB | 1 | 100 | SO |
| 1. SP6PAZ | 5 | 495 | MO | 1. SP6GWN | 4 | 396 | MO | 1. SP6GWN | 4 | 398 | MO |
| 2. SP9KAX | 6 | 488 | MO | 2. SP6MLK | 3 | 300 | MO | 2. SP6JLW | 2 | 200 | MO |
| 3. SP5KVM | 5 | 478 | MO | 3. SP6JLW | 2 | 198 | MO | 3. SP6GWB | 2 | 198 | MO |
| 4. SP6PZV | 4 | 385 | MO | 4. SP0VHF | 2 | 196 | MO | 4. SP6MLK | 2 | 195 | MO |
| 5. SP7PGO | 3 | 296 | MO | 5. SP60PE | 2 | 195 | MO | 5. SP6AZT | 1 | 98 | MO |

*(SP5AHY wg informacji SP6MLK)*

## KRÓTKO O WSZYSTKIM

- W dniu 9 maja o godz. 12.00 GMT, w 42. rocznicę zwycięstwa nad faszyzmem krótkofalowcy wielu krajów uczcili symboliczną minutą ciszy w „eterze" pamięć wszystkich ofiar poległych na frontach oraz pochowanych na cmentarzach II wojny światowej.
- Prowadząca w wielu klasyfikacjach i współzawodnictwach krajowych radiostacja klubowa Studenckiego Klubu Krótkofalowców LOK w Kielcach SP7KTE obchodziła niedawno jubileusz 10-lecia. Wszystkim uczestnikom Zawodów Świętokrzyskich, które uświetniły tę rocznicę, wysłano okolicznościową barwną plakietkę.
- Według danych statystycznych z ubiegłego roku, najbardziej skromne liczebnie pod względem krótkofalowców w Polsce jest województwo ciechanowskie. Nie oznacza to jednak, że ten legitymujący się 18 radiostacjami indywidualnymi i 4 klubami

# Radzieckie elektroniczne układy zapłonowe serii „Elektronika” *c.d. ze str. 26*

C1 przez pierwotne uzwojenie cewki zapłonowej Cz. Napięcie na tym kondensatorze wynosi 230÷400 V i nie wystarcza do włączenia tyrystora Ty o nieco wyższym napięciu blokowania. Przy zamkniętych zestykach przerywacza P prąd płynie przez rezystor R6 do masy, a kondensator C2 jest rozładowany. W chwili rozwarcia zestyków P napięcie akumulatora, przez rezystory Rd i R6, diodę D5 i ładujący się kondensator C2 zostaje przyłączone do bramki tyrystora Ty. Tyrystor włącza się, przyłączając naładowany kondensator C1 do pierwotnego uzwojenia cewki zapłonowej Cz. Występujące przy tym zwarcie wyjścia prostownika powoduje zatrzymanie pracy przetwornicy. W powstałym po włączeniu tyrystora Ty obwodzie rezonansowym (uzwojenie I cewki Cz oraz kondensator C1) powstają drgania tłumione. Pierwsza dodatnia połówka ich przebiegu przetransformowana do uzwojenia wtórnego II wywołuje iskrę zapłonową na świecach. W chwili przejścia przebiegu drgań tłumionych przez zero następuje wyłączenie tyrystora Ty, lecz obwód ujemnej połówki prądu oscylacji zamyka się przez diody prostownika. Ujemna połówka przebiegu przetransformowana do uzwojenia wtórnego powoduje znów powstanie iskry zapłonowej.

W obwodzie rezonansowym następuje teraz przejście prądu przez zero, powodujące wyłączenie się diod prostownika. Przetwornica startuje i po upływie ok. 3,5 ms kondensator C1 jest znów naładowany do pełnego napięcia.

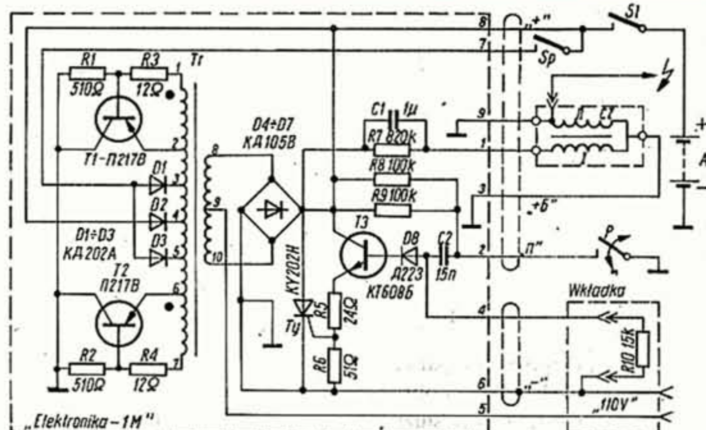
Po otwarciu styków przerywacza P kondensator C2 rozładowuje się przez rezystor R5. Dioda D5 zabezpiecza bramkę tyrystora Ty przed ujemnymi impulsami, pojawiającymi się przy zwieraniu styków przerywacza.

Dodatkowy rezystor Rd cewki zapłonowej, zwierany przy rozruchu przez styki przekaźnika rozruchowego Sp, służy do kompensacji występującego wtedy spadku napięcia akumulatora.

Ponieważ czas trwania iskry w układzie „Elektronika” wynosi tylko 0,22 ms, występują trudności rozruchu gorącego silnika. W zmodernizowanym wariancie „Elektronika-M” zwiększono prąd płynący przez styki przerywacza (zamiast R6 — 120 Ω zastosowano dwa równoległe rezystory po 100 Ω 2 W) oraz wprowadzono szereg elementów poprawiających stabilność pracy i odporność na zakłócenia. Z wtórnego uzwojenia transformatora przetwornicy wyprowadzono zasilanie golarki, typ diod prostowniczych zmieniono na D211.

## DANE TECHNICZNE UKŁADÓW ZAPŁONOWYCH „ELEKTRONIKA” i „ELEKTRONIKA-M”

| | |
|---|---|
| Napięcie zasilania: | |
| „Elektronika” | 8÷14 V |
| „Elektronika-M” | 8÷15 V |
| Napięcie doprowadzone do pierwotnego uzwojenia cewki zapłonowej: | 230÷420 V |
| Energia doprowadzona do pierwotnego uzwojenia cewki zapłonowej: | 27 mJ |
| Czas trwania iskry (min): | 0,22 ms |
| Maksymalna częstotliwość pracy Hz (obr/min): | 180 (5500) |
| Pobór prądu przy silniku nie pracującym: | |
| „Elektronika” | 400 mA |
| „Elektronika-M” | 500 mA |
| Pobór prądu przy maksymalnej częstotliwości pracy: | 1,5 A |
| Prąd styków przerywacza: | |
| „Elektronika” | 150 mA |
| „Elektronika-M” | 300 mA |




Rys. 2. Schemat układu zapłonowego „Elektronika 1M”

### „Elektronika 1M”

Schemat układu zapłonowego „Elektronika-1M” przedstawiono na rys. 2. W stosunku do poprzednich wesji różnice są następujące:

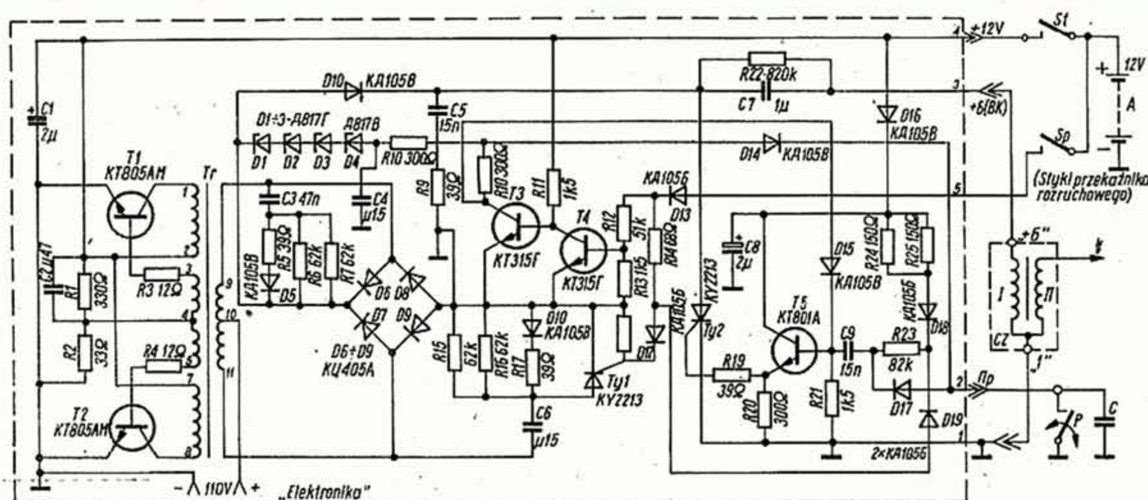
a) Uzwojenie pierwotne transformatora przetwornicy jest wyposażone w odczepy 3 i 5, dołączone przez diody D1 i D3 do styków na przekaźniku rozruchowym Sp. Środek uzwojenia jest połączony z plusem zasilania przez diodę D2. Rozwiązanie to służy do kompensacji spadku napięcia zasilania układu podczas rozruchu. Zwarcie styków Sp powoduje doprowadzenie napięcia zasilania przez diody D1 i D3 do odczepów 3 i 5 transformatora Tr. Ponieważ napięcie na częściach 2—4 oraz 6—4 uzwojenia pierwotnego jest teraz wyższe od napięcia zasilania o wartość napięcia indukowanego w częściach 3—4 i 5—4 uzwojenia, dioda D2 nie przewodzi. Oznacza to, że w pracy przetwornicy bierze udział tylko część uzwojenia pierwotnego transformatora między wyprowadzeniami 1—3 i 5—7. Wskutek tego przekładnia transformatora zwiększa się, co kompensuje spadek napięcia akumulatora podczas rozruchu. Występuje jednak „druga strona medalu”: podczas rozruchu gorącego silnika napięcie wyprostowane jest bardzo wysokie, gdyż układ kompensacji działa, choć

---

region nie ma swoich indywidualności. Należy do nich Szczepan Wiesław Świerczewski SP5NOV. Jest on znany w środowisku krótkofalarskim, nie tylko rodzinnego miasta, jako konstruktor aparatury pomiarowej, ale także jako aktywny operator na pasmach amatorskich. *SP5AHY*

● Wzorem lat ubiegłych w Friedrichshafen nad jeziorem Bodeńskim odbyła się Międzynarodowa Wystawa Krótkofalarska HAM Radio'87. Wystawa ta zorganizowana przez DARC w dniach 19–21 czerwca ub.r. zgromadziła ponad 100 wystawców krajowych i zagranicznych, którzy swoje stoiska z najnowocześniejszym sprzętem radiokomunikacyjnym i uzupełniającym krótkofalarskie hobby rozmieścili na powierzchni ok. 7000 m².

● Kluby krótkofalowców pracujące przy jednostkach wojsk obronnych Finlandii używają znaków OI. Kilkanaście różnych stacji używających ten znak pracuje z 9 okręgów wywoławczych OI1–OI9 używając emisji CW i maksymalnej mocy nadajników 30 watów. Przydzielone pasma, to: 3, 5, 7, 21 i 28 MHz. QSL via OHA-QSL biuro. *SP5AHY (Wg „Region 1 News”, 02/87)*




Rys. 3. Schemat układu zapłonowego „Elektronika 3M-K"

nie ma spadku napięcia akumulatora, co obniża niezawodność układu zapłonowego.

b) Poprawiono sterowanie bramki tyrystora Ty przez wprowadzenie wtórnika emiterowego z tranzystorem T3; tyrystor zmieniono na większy.

c) Rezystor R10 umieszczono we wkładce, wyjmowanej przy opuszczaniu pojazdu przez właściciela. Silnik nie daje się wówczas uruchomić.

**Informacja o niektórych podzespołach zastosowanych w układach zapłonowych „Elektronika" „Elektronika-M" i „Elektronika-1M".**

Ze względów technicznych oznaczenia typów podano w tekście w alfabecie łacińskim, natomiast oryginalne oznaczenia są na schematach ideowych.

P214 — tranzystor germanowy mocy, p-n-p: $U_{CB} = 60$ V, $U_{CE} = 55$ V, $U_{EB} = 15$ V, $I_C = 5$ A, $P_{tot} = 10$ W, $h_{21E} = 20 \div 60$, $f_T = 150$ kHz. Zamiennika krajowego brak.

P217W — tranzystor germanowy mocy, p-n-p: $U_{BE} = 60$ V, $U_{CE} = 45$ V, $I_C = 7{,}5$ A, $P_{tot} = 24$ W, $f_T = 100$ kHz. Zamiennika krajowego brak.

KT608B — tranzystor krzemowy przełączający, n-p-n; $U_{CE} = 60$ V, $I_C = 400$ mA, $I_{CM} = 800$ mA, $P_{tot} = 500$ mW, $h_{21E} = 40 \div 160$, $f_T = 100$ MHz. Odpowiednika krajowego brak; zastępczo można użyć BC211 (inna obudowa).

KU201K — tyrystor w obudowie metalowej; $U_D = 300$ V, $I_{TAV} = 2$ A, $I_{Tmax} = 10$ A przy t = 10 µs, $P_{tot} = 2$ W. Odpowiednika krajowego brak.

KU202N — tyrystor w obudowie metalowej; $U_D = 400$ V, $I_{TAV} = 10$ A, $P_{tot} = 20$ W. Odpowiednik krajowy: ETP10/4.

KD105W — dioda prostownicza krzemowa w obudowie plastykowej; $U_R = 600$ V, $I_F = 300$ mA. Odpowiednika krajowego brak; może być zastąpiona diodami: BYP401—600 lub BYP150—600.

D223 — dioda krzemowa w obudowie metalowo-szklanej (oznaczeniem typu są cztery czerwone kropki); $U_R = 50$ V, $I_F = 50$ mA, $I_{FM} = 500$ mA. Odpowiednika krajowego brak; może być zastąpiona diodami BAVP10, BAVP18÷21 itp.

KD202A — dioda prostownicza krzemowa w obudowie metalowej z gwintem M5; $U_R = 50$ V, $I_F = 3{,}5$ A. Odpowiednika krajowego brak, może być zastąpiona diodą BYP 680—50.

**„Elektronika-3M-K"**

Układ zapłonowy „Elektronika-3M-K" (rys. 3) ma dość dużo wspólnych cech z wersjami omawianymi poprzednio. Zasadnicza różnica polega na zastosowaniu układu generacji iskry wielokrotnej podczas ruchu, do zasilania którego służy podwajacz napięcia.

Podczas rozruchu układ ten generuje serie iskier o zwiększonej i stabilizowanej energii, a dla przedłużenia czasu trwania iskry stosuje się tu dodatkowy „aktywator iskry", wstawiany między cewkę zapłonową a rozdzielacz. Zasadniczą zaletę stanowi zainstalowanie na stałe gniazd, umożliwiających szybkie przełączenie na układ klasyczny zapłonu.

Układ zapłonowy „Elektronika-3M-K" składa się z następujących zespołów:

— przetwornicy napięcia o wyjściowym napięciu stałym 320÷÷400 V (tranzystory T1÷T2, transformator Tr, rezystory R1÷R4, kondensator C2 i diody D6÷D9),

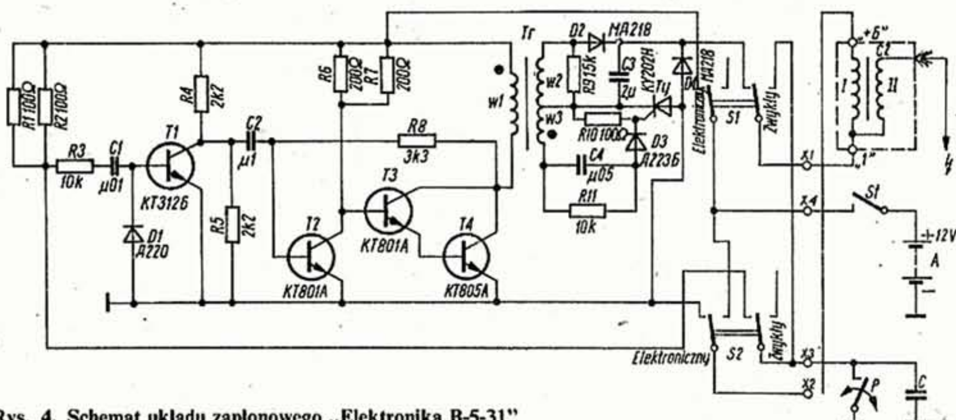
— podwajacza napięcia (tyrystor Ty1, diody D5-D11-D10, kondensatory C3÷C6, rezystory R5÷R7 i R15÷R18),

— generatora impulsów zapłonowych (kondensator C7, tyrystor Ty2, tranzystor T5, rezystory R19÷R21 i R23÷R25, kondensatory C8 i C9),

— generatora iskry wielokrotnej (diody Zenera D1÷D4, kondensator C4, tranzystory T3 i T4, rezystory R8, R10÷R14, diody D12, D13, D14 i D19).

Urządzenie działa w następujący sposób. Włączenie samej stacyjki St bez włączania rozrusznika przygotowuje układ do pracy normalnej „jednoiskrowej", dopiero włączenie rozrusznika uruchamia generator iskry wielokrotnej. Do bazy tranzystora T3 płynie prąd przez rezystor R11, powodując nasycenie tranzystora T3 a zatem, wyłączenie tranzystora T4 w układzie generatora iskry wielokrotnej. Nasycony tranzystor T3 zwiera również obwód prądu bazy tranzystora T5, płynącego przez diody Zenera D1÷D4, rezystory R8 i R10 oraz diodę D15 w wypadku, gdy na kondensatorze C7 występuje odpowiednio wysokie napięcie. Nie wysterowany tranzystor T5 zostaje również wyłączony. Tyrystor Ty1 w podwajaczu napięcia nie otrzymuje napięcia sterującego przy rozwartych stykach Sp, jest wyłączony, a elementy C3, D5, R5÷R7, C6, D11 i R15÷R17 nie wpływają na działanie prostownika z diodami D6÷D9.

Po starcie przetwornicy, na wtórnym uzwojeniu transformatora Tr pojawia się prostokątne napięcie przemienne 320÷370 V o częstotliwości ok. 10 kHz. Wyprostowane przez układ Graetza (diody D6÷D9) napięcie ładuje, przez diodę D10 oraz uzwojenie I cewki zapłonowej Cz, kondensator C7. Tyrystor Ty2 o napięciu



Rys. 4. Schemat układu zapłonowego „Elektronika B-5-31"

blokowania większym niż 370 V nie włącza się anodowo, a napięcie na jego bramce jest równe zeru.

Przy zwartych stykach przerywacza P płynie przez nie, przez diody D16 i D18 oraz przez rezystory R24 i R25 prąd, wynoszący 160÷180 mA. Kondensator C9 jest wtedy rozładowany, a tranzystor T5 wyłączony.

Wytworzenie każdej iskry wymaga rozwarcia uprzednio zwartych styków przerywacza P. Sposob generacji iskry pojedynczej najlepiej wyjaśnić przy założeniu, że silnik został już uruchomiony i pracuje normalnie; działanie układu podczas rozruchu należy wyjaśnić oddzielnie.

W chwili otwarcia styków przerywacza napięcie z plusa akumulatora przez diody D16, rezystory R24 i R25, diody D18 i D17 oraz rozładowany kondensator C9 zostaje doprowadzone do bazy tranzystora T5 na krótki czas, określony stałą czasu ładowania kondensatora C9. Tranzystor T5 przewodzi doprowadzając przez rezystor R19 impuls napięcia do bramki tyrystora Ty2, który włącza się przyłączając naładowany kondensator C7 do pierwotnego uzwojenia cewki zapłonowej Cz. Następuje generacja iskry w sposób analogiczny do opisanego uprzednio.

Zakończenie ładowania się kondensatora C9 przez rezystory R24 i R25 powoduje ponowne wyłączenie tranzystora T5 i zanik napięcia na bramce tyrystora Ty2. Ponowne zwarcie styków powoduje rozładowaniekondensatora C9 prze rezystory R23 i R21 ze stałą czasu ok. 1,2 ms, co eliminuje wpływ drgań styków na pracę układu.

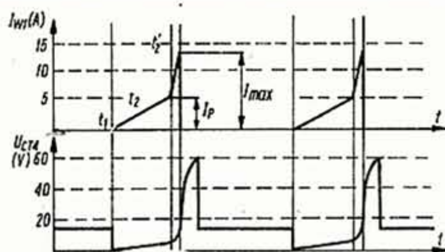
Włączenie rozrusznika i następujące przy tym zwarcie styków Sp uruchamia generator iskry wielokrotnej. Napięcie dodatnie z akumulatora zostaje doprowadzone przez diodę D13 i rezystor R12 do bazy tranzystora T4. Tranzystor ten włącza się, wyłączając tranzystor T3, który przestaje teraz zwierać do masy opisany wyżej obwód doprowadzenia prądu do bazy tranzystora T5. Przy otwartych stykach przerywacza płynie więc prąd bazy tranzystora T5. Zwarcie styków przerywacza odprowadza prąd tej gałęzi układu do masy przez diodę D14.

Gdy, przy zwartych stykach Sp (rozruch włączony) styki przerywacza są otwarte,dodatnie napięcie zasilające przez diodę D13, rezystor R14 i diodę D12 dochodzi do bramki tyrystora Ty1, który włącza do akcji podwajacz napięcia. Zwarcie styków przerywacza powoduje zbocznikowanie tyrystora Ty1 przez diodę D19 i wyłączenie podwajacza.

W półokresie przebiegu napięcia przemiennego na uzwojeniu wtórnym transformatora Tr, w którym na końcówce 9 występuje napięcie dodatnie, a na końcówce 11 — ujemne, dioda D9 nie przewodzi, a kondensator C6 ładuje się przez tytrystor Ty1 i diodę D8 do amplitudy napięcia na uzwojeniu wtórnym Tr, przy czym „plus" występuje na jego dolnej okładzinie. W następnym półokresie następuje zmiana znaku napięć na końcówkach 9 i 11. Napięcie uzwojenia wtórnego dodaje się wówczas do napięcia na kondensatorze C6, a wypadkowe napięcie równe dwukrotnej wartości napięcia wyprostowanego ładuje — przez diody D6 i D10, uzwojenie pierwotne cewki zapłonowej, diodę D11 i rezystor R17 — kondensator magazynujący C7. Końcowe napięcie do jakiego ten kondensator może zostać naładowany jest ograniczone przez napięcie Zenera zespołu diod D1÷D4, wynoszące 390÷400 V. Przez diody D1÷D4 rezystory R8 i R11 oraz diodę D15 zaczyna płynąć prąd do bazy tranzystora T5, który otwiera się doprowadzając dodatnie napięcie akumulatora, przez rezystor ograniczający R19, do bramki tyrystora Ty2. Tyrystor Ty2 włącza się, przyłączając naładowany do 390÷400 V kondensator C7 do uzwojenia I cewki zapłonowej Cz. Układ generuje iskrę. Przetwornica przestaje oscylować i napięcie na wyjściu prostownika maleje do zera, co powoduje wyłączenie się diod Zenera D1÷D4 i zanik prądu, dopływającego do bazy tranzystora T5. Tranzystor T5 wyłącza się, przetwornica startuje i w ciągu następnych 6÷7 ms ponownie ładuje kondensator C7 do wartości napięcia Zenera zespołu diod D1÷D4. Diody znów otwierają się, tranzystor T5 umożliwia generowanie kolejnej iskry itd. Cykl powtarza się dopóki styki przerywacza są otwarte. Ponowne zwarcie styków powoduje odprowadzenie prądu bazy tranzystora T5 do masy przez diodę D14, co przerywa generację iskier; jednocześnie wyłącza się podwajacz napięcia w wyniku zwarcia bramki tyrystora Tr1 przez diodę D19 do masy.

Wyłączenie rozrusznika powoduje otwarcie styków Sp i wyłączenie układu generacji iskry wielokrotnej. Układ pracuje, jak opisano na początku, w warunkach generacji iskier pojedynczych.

Zawarty w komplecie urządzenia aktywator iskry jest wysokonapięciowym kondensatorem typu KWI-3 (470 pF ±20%, 16 kV) umieszczonym w bakelitowej obudowie, który włącza się między rozdzielacz a przewód wysokiego napięcia.



Rys. 5. Przebiegi napięciowe i prądowe w układzie zapłonowym „Elektronika B-5-31"
$i_{w1}$ — prąd uzwojenia pierwotnego transformatora Tr,
$U_{CT4}$ — napięcie kolektora tranzystora T4

**DANE TECHNICZNE UKŁADU ZAPŁONOWEGO „ELEKTRONIKA-3M-K"**

| | |
|---|---|
| Napięcie zasilające: | $8 \div 15$ V |
| Napięcie doprowadzone do uzwojenia pierwotnego cewki zapłonowej: | $320 \div 400$ V |
| Energia doprowadzona do uzwojenia pierwotnego cewki zapłonowej: | 50 mJ |
| Czas trwania iskry: | 0,7 ms |
| Maksymalna częstotliwość iskry przy U = 14 V: | 200 Hz (6000 obr/min) |
| Częstotliwość iskry wielokrotnej: | |
| przy U = 8 V | 30 Hz |
| przy U = 12 V | 200 Hz |
| Pobór prądu przy maksymalnej częstotliwości: | 2 A |
| Prąd styków przerywacza: | 300 mA |
| Zakres temperatur pracy: | $-40 \div +70$°C |
| Masa: | 0,8 kg |

Uwaga: obroty podano dla silnika 4-cylindrowego.

**Dane niektórych elementów użytych w układzie zapłonowym „Elektronika-3M-K"**

KT805AM — tranzystor krzemowy, przełączający, mocy, n-p-n w obudowie plastykowej TO-220AB: $U_{CEM} = 160$ V (impuls $\leq 500$ µs i $t_f \leq 15$ µs), $U_{EB} = 5$ V, $I_C = 5$ A, $I_{CM} = 8$ A, $P_{tot} = 30$ W. Odpowiednika krajowego brak, ale w układzie może być zastąpiony przez BU407 i BU406.

KT315G — tranzystor krzemowy w.cz., n-p-n w obudowie plastykowej: $U_{CE} = 35$ V, $U_{BE} = 6$ V, $I_C = 100$ mA, $P_{tot} = 150$ mW, $h_{21E} = 50 \div 350$, $f_T = 150$ MHz. Pełnego krajowego odpowiednika brak ale można zastosować np. BC107, BC147, BC237 itp.

KT801A — tranzystor krzemowy mocy, n-p-n w obudowie metalowej; $U_{CE} = 80$ V, $U_{BE} = 2{,}5$ V, $I_C = 2$ A, $P_{tot} = 5$ W, $f_T = 10$ MHz, $h_{21E} = 15 \div 30$. Odpowiednika krajowego brak, ale można zastąpić w danym układzie przez BDP285 lub BD139.

D817W — dioda Zenera; $U_z = 82 \pm 12{,}3$ V przy $I_Z = 50$ mA, $I_z = 5 \div 60$ mA, $P_{tot} = 5$ W.

D817G — jw. lecz $U_z = 100 \pm 15$ V przy $I_z = 50$ mA

**„Elektronika B-5-31"**

Zaletami ostatniego układu zapłonowego z serii „Elektronika B-5-31" są: stabilizacja napięcia iskry w zakresie napięć zasilania $8 \div 15$ V oraz obecność zainstalowanych na stałe dwóch przełączników umożliwiających natychmiastowe przejście na układ klasyczny.

Przełączenie tylko jednego z nich unieruchamia zapłon.

Układ zapłonowy składa się z następujących zespołów:

— układu formowania impulsów startowych (tranzystor T1),

— przetwornicy napięcia (tranzystory T2, T3 i T4, transformator Tr i dioda D2) oraz

— generatora impulsów zapłonowych (tyrystor Ty, kondensator C3, układ sterowania tyrystora z kondensatorem C4, diodą D3, rezystorami R11 i R10 oraz diodą D4).

Po włączeniu zapłonu stacyjką St, przy zamkniętych stykach przerywacza P, tranzystor T1 nie przewodzi, a kondensator C1 jest rozładowany. Tranzystor T2 jest otwarty prądem, płynącym do jego bazy przez pierwotne uzwojenie transformatora Tr i rezystor R8. Tranzystory T3 i T4 są wyłącznone. Kondensator C2 jest naładowany do napięcia o wartości równej połowie wartości napięcia zasilającego. Przez połączone równolegle rezystory R1 i R2 oraz styki przerywacza P płynie prąd ok. 300 mA. Przez rezystory R6 i R7 oraz tranzystor T2 płynie prąd ok. 150 mA, przy prądzie bazy wynoszącym ok. 4 mA.

W chwili rozwarcia styków P następuje włączenie tranzystora T1 impulsem prądowym, płynącym w obwodzie: rezystory R1-R2-R3, nie naładowany kondensator C1, baza T1. Naładowany uprzednio kondensator C2 zostaje włączony między bazę a emiter tranzystora T2 przez otwarty tranzystor T1. Tranzystor T2 zostaje wyłączony, powodując wysterowanie układu Darlingtona z tranzystorami T3 i T4 oraz przepływ prądu przez uzwojenie pierwotne transformatora Tr. Prąd ten narasta liniowo (rys. 5) od chwili włączenia $t_1$.

Gdy rdzeń transformatora Tr osiągnie stan nasycenia (chwila $t_2$ na rys. 5), następuje nagłe zmniejszenie się indukcyjności uzwojenia pierwotnego w1 i wynikający z tego gwałtowny wzrost wartości prądu w uzwojeniu. Wzrasta też napięcie kolektora tranzystora T4. Napięcie to, doprowadzone przez rezystor R8 do bazy tranzystora T2 powoduje jego włączenie, a zatem wyłączenie układu Darlingtona. Prąd w uzwojeniu maleje szybko do zera, na uzwojeniach wtórnych transformatora pojawiają się impulsy napięcia. Dodatni impuls występujący na końcu uzwojenia w2 ładuje kondensator C3 przez diodę D2 do napięcia równego $290 \pm 30$ V. Wartość prądu ładowania jest ograniczona przez stan nasycenia rdzenia. Ze względu na bardzo małą w stanie nasycenia rdzenia indukcyjność uzwojenia w1 energia zgromadzona w rdzeniu w odcinku czasowym $t_2$–$t_3$ jest pomijalnie mała w stosunku do energii, zmagazynowanej w odcinku $t_1$–$t_2$ i praktycznie jedynym parametrem określającym napięcie na kondensatorze C3 jest wartość prądu przerywanego przez tranzystory T3 i T4, określona parametrami transformatora. Napięcie iskry praktycznie nie zależy więc od napięcia zasilania. Z powodu braku w układzie jakiegokolwiek elementu regulacyjnego poszczególne egzemplarze urządzenia charakteryzują się jednak dużym rozrzutem napięcia iskry.

W czasie narastania prądu w uzwojeniu w1 na uzwojeniach wtórnych występuje napięcie o biegunowości przeciwnej, niż powstające w rezultacie przerwania prądu pierwotnego. Dodatni impuls z końca uzwojenia w3 jest doprowadzony przez diodę D3 i kondensator C4 do bramki tyrystora Ty, który (przy określonej amplitudzie tego impulsu) włącza się, przyłączając naładowany kondensator C3 do uzwojenia pierwotnego cewki zapłonowej Cz. Oscylacje w tak utworzonym obwodzie rezonansowym, przetransformowane do uzwojenia wtórnego, powodują powstanie iskier na świecy. Dioda D4 zapewnia podtrzymanie oscylacji również po wyłączeniu tyrystora.

Zwarcie styków przerywacza P powoduje rozładowanie kondensatora C1 przez rezystor R3 i diodę D1 ze stałą czasu ok. 0,1 ms; tranzystor T1 wyłącza się, a kondensator C2 ponownie ładuje się do połowy napięcia zasilania. Kolejne zwarcie styków P powoduje powtórzenia cyklu.

**Dane niektórych podzespołów wchodzących w skład układu „Elektronika B-5-31"**

KT805A — parametry jak dla typu KT805AM, lecz obudowa metalowa okrągła ze sztywnymi wyprowadzeniami.

D220 — dioda krzemowa uniwersalna; $U_R = 50$ V, $I_{FM} = 50$ mA. Odpowiednika krajowego brak, może być zastąpiona diodą BAVP $18 \div 21$ w obudowie szklano-metalowej (oznaczenie typu — trzy czerwone kropki); $U_R = 150$ V, $I_{FM} = 50$ mA. Odpowiednika krajowego brak, może być zastąpiona diodą BYP 150-225 lub BYP 401-200

D223B — dioda krzemowa w obudowie szklano-metalowej (oznaczenia typu — trzy czerwone kropki); $U_R = 150$ V, $I_F = 50$ mA. Odpowiednika krajowego brak, może być zastąpiona diodą BYP 150-225 lub BYP 401-200.

MD218 — dioda krzemowa stopowa; $U_R = 1000$ V, $I_F = 100$ mA. Może być zastąpiona diodą BYP 401-1000 lub 1N4007.

# OGŁOSZENIA

**Zakład Wyrobów Elektronicznych** wykonuje regeneratory testery kineskopów kolorowych i czarno-białych w cenie 27.000 zł. R. Dobrut, ul. Klary Zetkin 61/3, 50-310 Wrocław, tel. 21-41-43 (po godz. $15^{00}$).

**Zakład Elektroniczny,** ul. Skarżyńskiego 12/36, 21-040 Świdnik oferuje kamery pogłosowe wysokiej jakości.

**NOWE OBUDOWY** w 5 rozmiarach oferuje Zakład Elektroniczny, A. Cimała, 43-445 Dzięgielów 178, tel. 27. Przyślij zaadresowaną kopertę + znaczek, a otrzymasz prospekt.

**Naprawy** głośników, mikrofonów oferuje Elektronika Muzyczna, Urbiel, ul. Kozłowa 5/10, 15-868 Białystok.

**Cyfrowy miernik** pojemności z automatyczną zmianą zakresu CM 201 — oferuje Zakład Elektroniczny, ul. Stokłosy 1, 02-791 Warszawa. Zakres: 1000 µF, dokładność: 1,5%, rozdzielczość: 10 pF, wyświetlacz LED, 3 cyfry, wysokość 12 mm. Cena za zaliczeniem 24.000 zł. Na życzenie i dla instytucji — rachunki.

**Akwizytor, kupno-sprzedaż** części elektronicznych i komputerowych. Oferty: 96-140 Brzeziny, skr. poczt. 33.

**Literatura po polsku** na ATARI, SPECTRUM, COMMODORE. Informacja — koperta zwrotna + znaczek. Jarosław Suplacz, ul. Szarych Szeregów 18/20, 09-408 Płock 11.

**Sprzedam** elektroniczną cyfrową kamerę pogłosową. Walczuk, Korzeniowskiego 10 m. 225, 02-049 Warszawa, tel. 35-70-20.

**Sterowniki do „węży świetlnych",** w kilku odmianach, do dyskotek, „ruchomych" reklam oferuje Zakład Elektroniczny, 76-270 Ustka, skr. 144. Zainteresowanym przesyłamy katalog (załączyć kopertę + znaczek).

**„ELEKTRONIKA-SERVICE",** mgr inż. S. Krysztofiak, ul. Góczewska 131/135, 01-109 Warszawa, tel. 37-90-90 NAPRAWIA elektroniczną aparaturę pomiarową krajową i zagraniczną, np. woltomierze cyfrowe, multimetry V-640, częstościomierze-czasomierze, oscyloskopy, mostki RLC, generatory, pehametry, zasilacze i inne. Uprawnienia Urzędu Miar. Gotówka, przelew.

**TELERADIOMECHANIKA,** 24-100 Puławy, skrytka 194 wyśle przemiennik VIDETV umożliwiający odbiór 3 kanału, konwerter UKF, zwrotnicę antenową, inne. VIDEOFILMOWANIE. Informator — znaczek 20 zł.

**Niezawodne** superczułe wykrywacze metalu z rozróżnianiem typu metalu, na wzorach amerykańskich — centrale systemów alarmowych poleca Zakład Elektroniki Użytkowej, inż. Marcin Schmidt, Al. Lipowe 25/7, 58-160 Świebodzice.

**ATARI.** Programy, literatura, instrukcje POCZTĄ. Katalogi i informacje bezpłatnie. Termin realizacji — 5 dni. Wystawiamy rachunki. ATR-SOFTWARE, 66-542 Zwierzyń P-1.

**Obwody drukowane** wykonuje Zakład Elektroniki. Jarosław Kreczko, Warszawa, tel. 34-31-50.

**OBWODY DRUKOWANE** wykonuje Zakład Urządzeń i Podzespołów Elektronicznych „ATEL", ul. Rolników 161, 44-100 Gliwice-Bojków, tel. 38-83-66, 38-18-93.

**Regeneracja lamp RTV** do telewizji czarno-białej, przywracam pełną sprawność. Jerzy Stachowiak 64-810 Kaczory, woj. pilskie. Wysyłka pocztą.

**Nowe typy obudów** urządzeń elektronicznych oferuje firma „Maszczyk". Informacje listowne - koperta + znaczek 5 + 20 zł. „Maszczyk", ul. Mickiewicza 10, 05-071 Sulejówek.

**ATARI · AMSTRAD · SPECTRUM.** Wypożyczalnia programów i literatury Studio „RETURN", ul. Targowa 32, 03-733 Warszawa, tel. 19-10-34 (godz. $11^{00}$—$19^{00}$). Rachunki oraz wysyłka pocztą.

**Zdecydowanie kupię** atrapę przednią do OTVC Jowisz, SN74196, SN82690, SN74113, MC3062L. Oferty z ceną kierować: Zbigniew Bojarczuk, ul. Dwernickiego 61/14, 22-500 Hrubieszów.

**Sprzedam** mikroprocesor SAB8051PA22. Marek Fidor, ul. Górnicza 9, 59-901 Zgorzelec.

**Sprzedam** organy transiston oraz części syntezatora wg Re 2/81. Gajdzik, ul. Lenina 25, 42-650 Brzeziny Śl.

**Sprzedam** odbiornik KF na pasma amatorskie. Arkadiusz Kulgawczuk, ul. Słonecznikowa 25 m. 21, 15-664 Białystok.

**Elektronik** przyjmie pracę zleconą. B. Mańkowski, ul. Mickiewicza 41, 63-100 Śrem.

**Kineskopy** nowe do OTV Junost, Vela, Neptun 150 sprzedam. Krzysztof Maziarz, ul. Batalionów Chłopskich 1/19, 28-300 Jędrzejów.

**Sprzedam:** częstościomierz 0,1 MHz ÷ 50 MHz, generatory funkcji, przedwzmacniacze, zasilacze itp. Wacław Mulak, Łukasiewicza 25, 47-200 Kędzierzyn-Koźle.

**Oferujemy** uruchomione płytki: końcówek mocy 80 W/4 Ω, przedwzmacniaczy, equalizerów, sondy TTL i podkładki mikowe. Do nabycia w sklepie BOMISU, Warszawa, ul. Szpitalna 4 i u producenta. Zakład Elektroniczny, 95-070 Aleksandrów Łódzki, skr. 60. Informacje wysyłamy po otrzymaniu koperty zwrotnej ze znaczkiem.

**Klub Łączności LOK,** ul. PKWN 6, 44-100 Gliwice pilnie zakupi 2 transceivery produkcji zachodniej na pasma KF. Typ i cena do uzgodnienia. Oferty prosimy składać pod adresem jak wyżej.

**Rzemieślnik wykonuje** odbiorniki nasłuchowe 3,5 MHz oraz inne urządzenia dla krótkofalowców. Pracownia Elektroniczna, Piotr Chyliński, ul. 9 Maja 62/4, 51-671 Wrocław.

**Sprzedam** amatorski transceiver 3,5 MHz, 0,5 µV, 6 W, CW/SSB. Grzegorz Nowak, ul. Monte Cassino 59/5, 51-681 Wrocław.

**Oscyloskop OK-9U** sprzedam. Łódź, tel. 43-59-17.

**Commodore 64** oprogramowanie kupię, wymienię, odstąpię. Tadeusz Migdał, ul. Chełmońskiego 28, 59-900 Zgorzelec.

**Kupię** do „Elektroniki WK-100" 16ŁK1B, TWS-70P1 oraz powielacz. Marian Wielgusiak, ul. Rybacka 2B/4, 73-200 Choszczno.

**ZABAWKI ELEKTRONICZNE** w postaci zestawów do samodzielnego montażu (płytka + części + instrukcja). Zdalne sterowanie modeli, proste gry elektroniczne, radioodbiorniki dla początkujących, zestawy projektowe itp. Sprzedaż wysyłkowa. Katalog po otrzymaniu zaadresowanej koperty z naklejonym znaczkiem + 2 znaczki po 15 zł. Zbigniew Sztandera, 35-900 Rzeszów, skr. pocz. 501.

**Kupię** BU323A, BUX30AU, SU111, Us-MC3334P. Włodzimierz Bugalski, 96-204 Helenów 5.

**Transceiver** TR4 CW sprzedam. Instytucji rachunek. Henryk Czyżewski, Malachowskiego 3/9, 64-800 Chodzież.

**Poszukuję** pilnie (kupię lub wypożyczę) szczegółowych katalogów mikroprocesorów MOSTEK 65xx; kupię procesor numeryczny INTEL 8232. Jacek Kasprzak, Al. Pracy 11/1, 53-231 Wrocław, tel. 60-12-28.

**Pilnie** kupię MC14011CP, MC14025CP, MC4001CP, MM74C906, MM74C42N, AY-3-8500, µA78L82 oraz optoelektroniczny sprzęgacz CNY21 lub odpowiedniki polskie. Oferty wraz z ceną proszę przesyłać: Marian Galiński, ul. Sikorskiego 22, 43-400 Cieszyn.

**Programy,** instrukcje i udoskonalenia techniczne dla komputerów ATARI, AMSTRAD, COMMODORE, IBM oferuje Agencja Komputerowa, 41-200 Sosnowiec, tel. 699-649.

**Wzmacniacze** SONY TAF555ESII audio-video 2 × 240 W nowy (540 tys. zł), gramofon Thorens TD160II (180 tys. zł) i REVOX B750MKII 2 × 110 W (270 tys. zł), radio SONY ICF7600D (180 tys. zł). Jan Kalata, ul. Bieruta 5, 81-717 Sopot, tel. 51-18-59.

**Układy AY-3-8765** sprzedam. Cena 1500. zł. Jarosław Bujok, Modrakowa 46/29, 85-864 Bydgoszcz.

**Kupię** nowoczesny wykrywacz metali szlachetnych, zasięg graniczny 1,5 m. Oferty z ceną i danymi technicznymi kierować: Henryk Giedziun, Osiedle Konstytucji 3 Maja 11B/28, 67-100 Nowa Sól.

**Wykonuję** pojemniki na baterie R20 na 6 V i 12 V (cena 220 zł i 435 zł), w przygotowaniu na napięcie 9 V i 18 V. Smolarski, ul. Włoszka 3 m. 98, 25-343 Kielce, tel. 430-19 (rano lub wieczorem).

**Sprzedam** odbiornik komunikacyjny Lambda, radiotelefon TON. Krzysztof Gaworski, ul. Świętojerska 24 m. 29, 00-202 Warszawa.

**Pilnie** kupię pełnosprawny wyświetlacz do zegarka elektronicznego z kalkulatorem marki „KESSEL". Miedzianowski, ul. Staszica 7E/7, 75-449 Koszalin, tel. 533-88.

**Kupię** rezystory 0,1%, wyświetlacze LED, złącza BNC-50, B80C5000/3300, TMS1122, H11M, ICL7107, przyciski kontaktronowe, multimetr cyfrowy. Marian Dawczyński, ul. Polna 26, 42-350 Koziegłowy.

**„Mikroelektronika od podstaw dla każdego".** Błyskawicznie, tanio, rewelacyjną metodą od prawa Ohma do poznania możliwości i wnętrza mikrokomputerów. Wysyłkowa sprzedaż wiedzy oraz płytek do samodzielnego montażu mikrokomputera CA80 ukierunkowanego na sterowania. Szczegółowa, wielotomowa dokumentacja. Koszt elementów w budowie CA80 15 000 zł. Koperta zwrotna ze znaczkiem. „MIK" Stanisław Gardynik, 05-090 Raszyn.

# Wypadkowe parametry układu odbiorczego – program do ZX Spectrum

ANDRZEJ KUSIAK

Opublikowany w „Re" nr 2/1987 pogram dla mikrokomputera ZX Spectrum „Wypadkowa liczba szumów" nie uwzględniał parametrów intermodulacyjnych odbiornika: punktu odniesienia intermodulacji IP — Interception Point, poziom słyszalnych $\left(\frac{S+N}{N}+3\,\text{dB}\right)$ produktów intermodulacji III rzędu IMD (Intermodulation Distortion Level) oraz zakresu dynamiki. Wady tej nie ma przedstawiony niżej program [1], umożliwiający obliczenie wypadkowych parametrów układu odbiorczego przedstawionego na rys. 1.

Na rys. 2 przedstawiono praktyczne zastosowanie programu w projektowaniu odbiornika radiokomunikacyjnego.

LITERATURA

[1] Kusiak A.: Receiving System Performance. „DUBUS" nr 4/1986

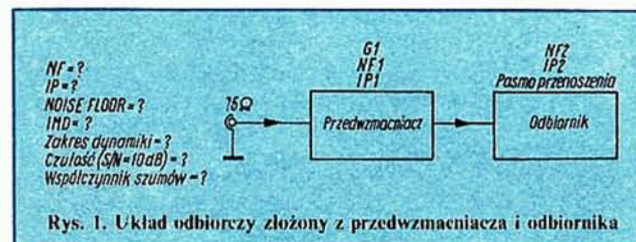
**Program**

```
  5 REM WYPADKOWE PARAMETRY UKLADU ODBIOR-
    CZEGO
 1Ø INPUT " WZMOCNIENIE P-SZEGO STOPNIA/dB? ", G1
 2Ø CLS
 3Ø PRINT " WZMOCNIENIE P-SZEGO STOPNIA=; G1; " dB "
 4Ø INPUT " LICZBA SZUMOW P-SZEGO STOPNIA/dB? ", N1
 5Ø PRINT " LICZBA SZUMOW P-SZEGO STOPNIA = "; N1; " dB
 6Ø INPUT " IP P-SZEGO STOPNIA/dBm? ", I1
 7Ø PRINT " IP P-SZEGO STOPNIA= "; I1 ; " dBm "
 8Ø INPUT " LICZBA SZUMOW DRUGIEGO STOPNIA/dB? ", N2
 9Ø PRINT " LICZBA SZUMOW DRUGIEGO STOPNIA= "; N2; "
    dB "
1ØØ INPUT " IP DRUGIEGO STOPNIA/dBm? ", I2
11Ø PRINT " IP DRUGIEGO STOPNIA= "; I2 ; " dBm "
12Ø INPUT " PASMO PRZENOSZENIA/kHz? ", B
13Ø PRINT " PASMO PRZENOSZENIA= ; B ; " kHz "
14Ø LET GA = 10 ↑ (G1 / 1Ø)
15Ø LET NA = 1Ø ↑ (N1 /1Ø)
16Ø LET NB = 1Ø ↑ (N2 / 1Ø)
17Ø LET N = NA + (NB - 1) / GA
18Ø LET NF = 1Ø * (LN N / LN 1Ø)
19Ø LET K = 1Ø * (LN B / LN 1Ø) - 144
2ØØ LET F = NF + K
21Ø LET F1 = N1 + K
22Ø LET F2 = N2 + K
23Ø LET M1 = NF - N1 + (2 * I1 + F1) / 3
24Ø LET M2 = (2 * I2 + F2) / 3
25Ø LET M2 = M2 - G1
26Ø LET P1 = 1Ø ↑ (M2 / 1Ø)
27Ø LET P2 = M2 - 3 * (M1 - M2)
28Ø LET P2 = 1Ø ↑ (P2 / 1Ø)
29Ø LET P = P1 + P2
3ØØ LET P = 1Ø * (LN P / LN 1Ø)
31Ø LET IM = M2 - (P - M2) / 3
32Ø LET IP = (3 * IM - F) / 2
33Ø LET D = IM - F
34Ø LET PO = 1Ø ↑ ((F / 1Ø) + 1)
35Ø LET S = SQR (PO * 75 * 1Ø ↑ 9)
36Ø PRINT " LICZBA SZUMOW= " ; NF ; " dB "
37Ø PRINT " IP= " ; IP ; " dBm "
38Ø PRINT " NOISE FLOOR= " ; F ; " dBm "
39Ø PRINT " IMD= " ; IM ; " dBm "
4ØØ PRINT " ZAKRES DYNAMIKI= " ; D; " dB "
41Ø PRINT " CZULOSC (S/N = 1Ø dB) = "; S ; " MIKROWOLT/75
    OM "
42Ø PRONT " WSPOLCZYNNIK SZUMOW= " ; N ; " kTo "
43Ø GO TO 1Ø
```

**Przykład**

| | |
|---|---|
| WZMOCNIENIE P-SZEGO STOPNIA/dB? | 2Ø |
| LICZBA SZUMOW P-SZEGO STOPNIA/dB? | 3 |
| IP P-SZEGO STOPNIA/dBm? | 5 |
| LICZBA SZUMOW DRUGIEGO STOPNIA/dB? | 21 |
| IP DRUGIEGO STOPNIA/dBm? | 31 |
| PASMO PRZENOSZENIA/kHz? | 2 |

```
LICZBA SZUMOW= 5.111Ø598 dB
IP= 6.3346Ø58 dBm
NOISE FLOOR= -135.87864 dBm
IMD= -41.Ø6981 dBm
ZAKRES DYNAMIKI= 94.8Ø8831 dB
CZULOSC (S/N = 1Ø dB) = Ø.13918698 MIKROWOLT/75 OM
WSPOLCZYNNIK SZUMOW= 3.2441877 kTo
```




Rys. 1. Układ odbiorczy złożony z przedwzmacniacza i odbiornika

Ant → Filtr pasmowy → Wzmacniacz w.cz. → Filtr pasmowy → Mieszacz diodowy → Filtr kwarcowy → Wzmacniacz p.cz. → na dalszych stopni odbiornika

| | | Filtr pasmowy | | Wzmacniacz w.cz. | | Filtr pasmowy | | Mieszacz diodowy | | Filtr kwarcowy | | Wzmacniacz p.cz. |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| G[dB] | | -3 | | 20 | | -3 | | -10 | | -3 | | |
| NF[dB] | 8 | 3 | 5 | 3 | 21 | 3 | 18 | 10 | 8 | 3 | 5 | 5 |
| IP[dBm] | 9 | ∞ | 6 | 5 | 31 | ∞ | 28 | 20 | ∞ | ∞ | * | * |

Rys. 2. Rozkład wartości liczby szumów oraz wartości punktu odniesienia intermodulacji IP w odbiorniku krótkofalowym (przykład)
* wartość IP stopni po filtrze decydującym o selektywności odbiornika nie ma wpływu na wartość IP odbiornika.
Uwaga: wystarczającym przybliżeniem IP = ∞ jest IP = 100